

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ И РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Том 7
№ 4



СЕВАСТОПОЛЬСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ

2024

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ и РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

2024

Том 7

№ 4

Журнал основан в 2018 г.
Выходит 4 раза в год

Почетный главный редактор

Гуляев Юрий Васильевич — научный руководитель Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, академик, член Президиума РАН (Москва, Россия)

Главный редактор

Вольвач Александр Евгеньевич — доктор физико-математических наук, заместитель директора по научной работе федерального государственного бюджетного учреждения науки «Крымская астрофизическая обсерватория РАН» (Крым, Россия)

Редакционная коллегия

Абрамов Игорь Иванович — доктор физико-математических наук, профессор кафедры микро- и нанoeлектроники, заведующий научно-исследовательской лабораторией «Физика приборов микро- и нанoeлектроники» Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)

Громов Дмитрий Викторович — доктор технических наук, профессор отделения нанотехнологий в электронике, спинтронике и фотонике офиса образовательных программ, главный научный сотрудник центра экстремальной прикладной электроники институт нанотехнологий в электронике, спинтронике и фотонике Национального исследовательского ядерного университета «МИФИ» (Москва, Россия)

Ермолов Павел Петрович — кандидат технических наук, заведующий базовой кафедрой «Инновационная радиоэлектроника» Института радиоэлектроники и информационной безопасности федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия) — заместитель главного редактора

Иванов Вячеслав Элизбарович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина» (Екатеринбург, Россия)

Калошин Вадим Анатольевич — доктор физико-математических наук, заведующий лабораторией «Электродинамика композиционных сред и структур» Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, профессор кафедры «Радиотехника и системы управления» федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Московский физико-технический институт — национальный исследовательский университет» (Москва, Россия)

Кураев Александр Александрович — доктор физико-математических наук, профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)

Носков Владислав Яковлевич — доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина» (Екатеринбург, Россия)

Обухов Илья Андреевич — доктор физико-математических наук, заместитель генерального директора по научной работе НПП «Радиотехника» (Москва, Россия)

Пестриков Виктор Михайлович — доктор технических наук, профессор кафедры аудиовизуальных систем и технологий федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения» (Санкт-Петербург, Россия)

Пестряков Александр Валентинович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиооборудование и схемотехника», руководитель научно-исследовательского отдела «Радиотехнические системы и устройства» федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» (Москва, Россия)

Совлуков Александр Сергеевич — доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник Института проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН (Москва, Россия)

Старостенко Владимир Викторович — доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой радиофизики и электроники Физико-технического института федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Крымский федеральный университет имени В. И. Вернадского» (Симферополь, Россия)

Широков Игорь Борисович — доктор технических наук, профессор кафедры «Электронная техника» Института радиоэлектроники и информационной безопасности федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Международный редакционный совет

Афонин Игорь Леонидович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектронные системы и технологии» Института радиоэлектроники и информационной безопасности федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Богуш Вадим Анатольевич — доктор физико-математических наук, профессор, ректор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)

Ipev Dimov Stojce — professor at Durban University of Technology (South Africa)

Nemai Chandra Karmakar — associate professor at Department of Electrical and Computer Systems Engineering Monash University (Australia)

Нечаев Владимир Дмитриевич — доктор политических наук, профессор РАО, ректор федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Новиков Владимир Витальевич — доктор технических наук, профессор кафедры ракетного вооружения надводных кораблей федерального государственного бюджетного военного образовательного учреждения высшего образования «Черноморское высшее военно-морское ордена Красной Звезды училище имени П. С. Нахимова» (Севастополь, Россия)

Содержание

Электроника, фотоника, приборостроение и связь (2.2)

Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Носков В. Я. Метод повышения точности доплеровских измерителей скорости движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна (обзор)	591
Шевченко А. К., Гризодуб А. Н., Крутиев С. В. Квазиэллиптический волноводный полосно-пропускающий фильтр на наклонных прямоугольных резонаторах	620
Мельниченко О. И., Комиссарова Е. В. Исследование антенн малых космических аппаратов	635
Раевский А. С., Раевская Ю. В., Седаков А. Ю. Исследование поведения электромагнитного поля в точке обобщенной геометрической сингулярности при наличии резистивного клина	656
Ткаченко М. О. Компактная антенна с увеличенным радиусом действия диапазона 2,4 ГГц	672
Рябова Н. В., Конкин Н. А., Елчанинова А. С. Разработка методики прогнозирования максимальной применимой частоты ионосферных КВ радиолиний на основе синтеза нейросети	691
Криворучко Ю. Т., Король В. М., Княжский А. Ю., Шатраков Ю. Г. Принципы перехода отечественной системы ближней навигации и посадки в сантиметровый диапазон волн	706
Сабурова В. С., Крутиев С. В., Махно А. С., Букин С. П. Многослойный полосно-пропускающий СВЧ-фильтр, выполненный по SIW-технологии	720
Усков Г. К., Смусева К. В., Кононов А. А. Исследование эквивалентных электрофизических параметров метаматериалов при помощи измерительной волноводной линии	734
Черепанов В. В., Букин С. П., Горбачев Н. В., К्लешенков А. Б., Крутиев С. В., Мошиченко С. Д. Разработка драйвера лазерного диода времяпролетного дальномера	752
Овчинникова Е. В., Гаджиев Э. В., Фам Ван Винь, Сургаева Е. О., Кондратьева С. Г., Шмачилин П. А. Антенны космических аппаратов (обзор)	769

История науки и техники (5.6.6)

Криворучко Ю. Т., Шатраков Ю. Г. Создание микроволновой радиомаячной инструментальной системы посадки для высокоманевренных самолетов в СССР	780
Пестриков В. М. Радиоламповые технологии компании Marconi	798

INFOCOMMUNICATIONS and RADIO TECHNOLOGIES

2024

Vol. 7

No. 4

The journal was founded in 2018
Published 4 times a year

Honorary Chief Editor

Gulyaev Yury Vasilievich – Scientific Director of the Institute of Radio Engineering and Electronics named after V. A. Kotelnikov RAS, academician, member of the Presidium of the RAS (Moscow, Russia)

Editor in Chief

Volvach Alexander Evgenievich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Deputy Director for Research of the Federal State Budgetary Institution of Science “Crimean Astrophysical Observatory of the Russian Academy of Sciences” (Crimea, Russia)

Editorial Board

Abramov Igor Ivanovich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of the Department of Micro- and Nanoelectronics, Head of the Research Laboratory “Physics of Micro- and Nanoelectronics Devices” of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)

Gromov Dmitry Viktorovich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Nanotechnologies in Electronics, Spintronics and Photonics of the Office of Educational Programs, Chief Researcher of the Center for Extreme Applied Electronics Institute of Nanotechnologies in Electronics, Spintronics and Photonics of the National Research Nuclear University “MEPhI” (Moscow, Russia)

Yermolov Pavel Petrovich – Candidate of Technical Sciences, Head of the Basic Department “Innovative Radio Electronics” of the Institute of Radio Electronics and Information Security of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Sevastopol State University” (Sevastopol, Russia) – Deputy Editor-in-Chief

Ivanov Vyacheslav Elizbarovich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Information Technologies – RTF of the Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin” (Ekaterinburg, Russia)

Kaloshin Vadim Anatolyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Head of the Laboratory “Electrodynamics of Composite Media and Structures” of the Institute of Radio Engineering and Electronics named after V. A. Kotelnikov RAS, Professor of the Department of Radio Engineering and Control Systems of the Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Moscow Institute of Physics and Technology – National Research University” (Moscow, Russia)

Kuraev Aleksandr Aleksandrovich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of the Department of Information Radio Technologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)

Noskov Vladislav Yakovlevich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Information Technologies – RTF of the Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin” (Ekaterinburg, Russia)

Obukhov Ilya Andreevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Deputy General Director for Research, Radiotekhnika Co. (Moscow, Russia)

Pestrikov Victor Mikhailovich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Audiovisual Systems and Technologies of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “St. Petersburg State Institute of Film and Television” (St. Petersburg, Russia)

Pestryakov Alexander Valentinovich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department of Radio Equipment and Circuitry, Head of the Research Department of Radio Engineering Systems and Devices of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Moscow Technical University of Communications and Informatics” (Moscow, Russia)

Sovlukov Alexander Sergeevich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Chief Researcher of the Institute of Control Problems named after V. A. Trapeznikov RAS (Moscow, Russia)

Starostenko Vladimir Viktorovich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Head of the Department of Radiophysics and Electronics of the Physico-Technical Institute of the Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Crimean Federal University named after V. I. Vernadsky” (Simferopol, Russia)

Shirokov Igor Borisovich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Electronic Engineering of the Institute of Radio Electronics and Information Security of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Sevastopol State University” (Sevastopol, Russia)

International Editorial Council

Afonin Igor Leonidovich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department “Radioelectronic Systems and Technologies” of the Institute of Radioelectronics and Information Security of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Sevastopol State University” (Sevastopol, Russia)

Bogush Vadim Anatolyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Rector of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)

Ilicev Dimov Stojce – Professor at Durban University of Technology (South Africa)

Nemai Chandra Karmakar – Associate Professor at Department of Electrical and Computer Systems Engineering Monash University (Australia)

Nechaev Vladimir Dmitrievich – Doctor of Political Sciences, Professor of the Russian Academy of Education, Rector of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Sevastopol State University” (Sevastopol, Russia)

Novikov Vladimir Vitalievich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Missile Weapons of Surface Ships of the Federal State Budgetary Military Educational Institution of Higher Education “Black Sea Higher Naval Order of the Red Star School named after P. S. Nakhimov” (Sevastopol, Russia)

Address:

Sevastopol State University
33, Universitetskaya str., Sevastopol, 299053, Russian Federation
E-mail: icrt.mail@mail.ru
Website: <http://icrtjournal.com>

Contents

Electronics, photonics, instrumentation and communications

E. V. Bogatyrev, K. A. Ignatkov, and V. Ya. Noskov, A Method for Improving the Accuracy of Doppler Speed Meters for Ground Vehicles Relative to the Roadway (review)	591
A. K. Shevchenko, A. N. Grizodub, and S. V. Krutiev, Quasi-Elliptic Waveguide Bandpass Filter on Inclined Rectangular Resonators	620
O. I. Melnichenko and E. V. Komissarova, Research of Antennas for Small Spacecraft	635
A. S. Raevsky, Yu. V. Raevskaya, and A. Yu. Sedakov, Investigation of the Behavior of the Electromagnetic Field at the Point of a Generalized Geometric Singularity in the Presence of a Resistive Wedge	656
M. O. Tkachenko, Compact Antenna with Extended Range of the 2.4 GHz Band	672
N. V. Ryabova, N. A. Konkin, and A. S. Elchaninova, Development of a Methodology for Predicting the Maximum Usable Frequency of HF Communication Channels Based on a Neural Network Approach	691
Yu. T. Krivoruchko, V. M. Korol', A. Yu. Knyazhsky, and Yu. G. Shatrakov, Principles Transition of Domestic Radio System Short-Range Navigation and Landing in Microwave Band	706
V. S. Saburova, S. V. Krutiev, A. S. Makhno, and S. P. Bukin, Multilayer Bandpass Microwave Filter Made Using SIW Technology	720
G. K. Uskov, K. V. Smuseva, and A. A. Kononov, Investigation of Equivalent Electrophysical Parameters of Metamaterials with the Use of a Measuring Waveguide Line	734
V. V. Cherepanov, S. P. Bukin, N. V. Gorbachev, A. B. Kleshchenkov, S. V. Krutiev, and S. D. Moshichenko, Development of a Laser Diode Driver for a Time-of-Flight Rangefinder	752
E. V. Ovchinnikova, E. V. Gadzhiev, Pham Van Vinh, E. O. Surgaeva, S. G. Kondratyeva, and P. A. Shmachilin, Spacecraft Antennas (review)	769

History of science and technology

Yu. T. Krivoruchko and Yu. G. Shatrakov, Creation of Radio Beacon Instrument Landing Systems for the Highly-Maneuverable Aircrafts in USSR	780
V. M. Pestrikov, Radio Tube Technologies from Marconi	798

УДК 621.396.962.23

Метод повышения точности доплеровских измерителей скорости движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна (обзор)¹

¹ Богатырев Е. В., ² Игнатков К. А., ² Носков В. Я.

¹ Сибирский федеральный университет

Свободный проспект, 79, стр. 5, г. Красноярск, 660041, Российская Федерация

² Уральский федеральный университет

Ул. Мира, 19, г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

v.y.noskov@urfu.ru

Получено: 31 мая 2024 г.

Отрецензировано: 20 июня 2024 г.

Принято к публикации: 20 июня 2024 г.

Аннотация: Представлены результаты анализа основных погрешностей доплеровских измерителей скорости движения (ДИПД) наземных транспортных средств (ТС) относительно дорожного полотна. Показано, что одним из путей снижения погрешности является формирование однородного поля в промежутке между раскрывом антенны и подстилающей поверхностью. Дано описание структурной схемы и принципа действия предложенного авторами ДИПД. Рассмотрены основные технические решения антенн, обеспечивающих формирование требуемого распределения поля. Показано, что увеличение длины апертуры антенны более расстояния между характерными неоднородностями полотна дороги повышает надежность измерений в условиях пропадания сигналов, например, при следовании локомотива по мосту, у которого предусмотрены пролеты между опорами. Сужение спектра доплеровского сигнала при использовании предложенных антенн сокращает время, необходимое для выполнения измерения скорости перемещения и других параметров движения ТС. Представлены результаты натурного моделирования работы ДИПД, подтвердившие осуществимость предложенного метода. Отмечена перспективность применения этого метода при создании прецизионных бесконтактных датчиков скорости для аппаратуры автоматизированного управления движением на автомобильном и железнодорожном транспорте в связи с активным развитием беспилотных и высокоскоростных технологий.

¹ В настоящей статье обобщены результаты исследований, доложенные авторами на 34-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2024).

Ключевые слова: натурное моделирование, погрешности измерений, апертура антенны, время измерений.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Носков В. Я. Метод повышения точности доплеровских измерителей скорости движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна (обзор) // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 591—619.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Богатырев, Е. В. Метод повышения точности доплеровских измерителей скорости движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна (обзор) / Е. В. Богатырев, К. А. Игнатков, В. Я. Носков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2024. — Т. 7, № 4. — С. 591—619.

1. Введение

Известный в радиолокации эффект Доплера широко используется в датчиках и измерителях скорости и пройденного пути автомобильных и железнодорожных транспортных средств, тракторов и строительной техники [1—11]. Излучаемые антенной бортового локационного датчика электромагнитные (ЭМ) волны под углом θ к подстилающей поверхности отражаются от ее неоднородностей со смещением частоты и попадают через антенну в приемник. Получаемая в нем разностная (доплеровская) частота F_d определяет путевую скорость V_{tc} движения транспортного средства (ТС):

$$V_{tc} = \frac{F_d c}{2 f_0 \cos \theta} = \frac{F_d \lambda}{2 \cos \theta}, \quad (1)$$

где c , f_0 и λ — скорость, частота и длина волны ЭМ излучения соответственно.

Один период доплеровского сигнала (1) с частотой 24,125 ГГц и углом облучения 35° соответствует прохождению отрезка пути длиной 8 мм. Суммируя число периодов доплеровского сигнала, получают величину пройденного пути. Для учета направления движения обычно используют дополнительный квадратурный канал получения доплеровского сигнала с фазовым смещением $\pm 90^\circ$. По знаку разности фаз этих сигналов определяют направление движения транспортного средства.

Цель работы — раскрыть суть предложенного авторами статьи метода [12], обеспечивающего повышение точности доплеровских измерителей параметров движения (ДИПД) наземных ТС. Для этого выполнен анализ основных составляющих погрешности ДИПД, связанных с поверх-

ностно-неоднородным характером подстилающей поверхности, а также показано, что за счет формирования однородного ЭМ поля в раскрыве антенны имеется возможность повышения точности указанных измерений. Представлено описание примера реализации ДИПД, выполненного на базе антенны вытекающей волны, и принципа его действия. Приведены результаты натурного моделирования работы макета ДИПД, выполненного на базе планарной антенны дифракционного излучения 8-мм диапазона и автотинного ДПП на основе двух связанных СВЧ генераторов на диодах Ганна, подтвердившие осуществимость предложенного метода.

2. Анализ основных составляющих погрешности измерений

Такие важные параметры, как точность и надежность измерения скорости и пройденного пути, определяются величиной и качеством отраженного сигнала, которые, в свою очередь, в большой степени зависят от характеристик подстилающей поверхности, а также вида формируемого антенной поля. Для того чтобы не было полного зеркального отражения, когда угол падения равен углу отражения, поверхность должна обладать определенной минимальной шероховатостью Δr , благодаря которой часть излучения возвращается в антенну. При этом действует следующий критерий к величине шероховатости [10]:

$$\Delta r > \frac{\lambda}{8 \sin \theta} = \frac{c}{8 f_0 \sin \theta}. \quad (2)$$

Таким образом, при длине волны $\lambda = 1,25$ см (частота 24,125 ГГц) и $\theta = 45^\circ$ шероховатость должна быть не менее 2 мм. Это условие хорошо выполняется, например, на железнодорожном пути со щебеночным балластом. В таком случае подстилающую поверхность можем представить в виде множества излучателей Ламберта [13], где отраженная энергия пропорциональна косинусу угла падения. В диапазоне используемых обычно углов раскрытия антенны $\Delta\theta = 6...60^\circ$ амплитуду отраженного сигнала можно считать практически независимой от направления распространения. В этом случае говорят об изотропном отражении от поверхности, которое характеризуется диаграммой $\sigma(\theta)$ обратного рассеяния (ДОР)

$$\sigma(\theta) = \sigma_0 \cdot f_N(\theta), \quad (3)$$

где $f_N(\theta)$ — нормированная ДОР [$f_N(\pi/2) = 1$]; σ_0 — некоторый масштабный множитель, учитывающий поглощение излучения при отражении.

Несколько иная картина наблюдается на пути с гладким бетонным основанием, когда шероховатость поверхности приближается к предельной, отвечающей условию (2). Характеристика направленности становится более выраженной, а амплитуда отраженного излучения сильно зависимой от угла облучения θ [13].

Формируемый антенной луч ЭМ излучения не является строго параллельным и характеризуется некоторой расходимостью в вертикальной и горизонтальных плоскостях:

$$\Delta\theta = \frac{c}{f_0 D_\theta}, \quad \Delta\beta = \frac{c}{f_0 D_\beta}, \quad (4)$$

где $\Delta\theta$, $\Delta\beta$ — угловая ширина луча в вертикальной и горизонтальной плоскостях соответственно; D_θ , D_β — раскрыв антенны в вертикальной и горизонтальной плоскостях соответственно.

Угловая расходимость луча приводит к разбросу доплеровских частот F_{di} отраженного сигнала, полученного от каждого i -го парциального элемента неоднородности подстилающей поверхности:

$$F_{di} = \frac{2V_{tc}}{\lambda} \cos \delta_{\theta i} \cdot \cos \delta_{\beta i}, \quad (5)$$

где $\delta_{\theta i}$, $\delta_{\beta i}$ — углы визирования i -го элемента облучения неоднородности в вертикальной и горизонтальной плоскостях соответственно.

Благодаря конечной ширине луча антенны $\Delta\theta$ и $\Delta\beta$ спектр доплеровских частот получается ограниченным. Доплеровское расхождение частот выражается как разность между крайними значениями частоты в пределах ширины луча при углах $(\theta - 0,5\Delta\theta)$ и $(\theta + 0,5\Delta\theta)$ с учетом угла $0,5\Delta\beta$. В результате сложения статистически независимых сигналов от всех неоднородностей (5), находящихся в поле излучения антенны в пределах отмеченных углов, на выходе смесителя приемника формируется преобразованный сигнал в виде флуктуационного шума с эффективной шириной спектра $\Delta F_{\text{фл}}$, которая определяется выражением:

$$\Delta F_{\text{фл}} = 2\sigma_{F_{\text{фл}}} = 2V_{tc} \left(\frac{\sin \theta}{D_\theta} + \frac{\Delta\beta}{4D_\beta} \cos \theta \right), \quad (6)$$

где $\sigma_{F_{\text{фл}}}$ — стандартное отклонение от среднего значения флуктуационного шума доплеровской частоты.

Форма спектра (6) зависит от вида формируемого поля в ближней зоне антенны. Обычно для антенн с расходящимся лучом при пренебрежении боковыми лепестками спектр определяется формой диаграммы направленности антенны, и для однородных поверхностей дороги соответствует гауссовой кривой [2].

Статистические вариации элементов отражающей поверхности дороги при движении ТС порождают шумы сканирования. Эффективная ширина спектра шума сканирования $\Delta F_{\text{ск}}$ для антенны с расходящимся лучом по углам θ и β описывается выражением:

$$\Delta F_{\text{ск}} = 2\sigma_{F_{\text{ск}}} = \frac{V_{\text{ТС}}}{\pi\lambda H} (D_{\theta} \sin^2 \theta + D_{\beta} \sin^2 \beta), \quad (7)$$

где $\sigma_{F_{\text{ск}}}$ — стандартное отклонение от среднего значения спектра шума сканирования; H — высота установки антенны относительно дорожного полотна.

Необходимо отметить, что выражения (6) и (7) отличаются от формул (5) и (21) работы [2] соответственно вторыми членами сумм в скобках. Эти члены учитывают элементы неоднородности облучаемой подстилающей поверхности, которые отстоят от продольной оси антенны на углы $\pm\Delta\beta$.

Обе эти компоненты $\Delta F_{\text{фл}}$ и $\Delta F_{\text{ск}}$ являются помехой по отношению к полезному сигналу (1) и снижают точность измерения скорости даже в условиях однородной отражающей поверхности, например, полотна асфальтированной автомобильной дороги. Общее стандартное отклонение σ_d с учетом значений шума (6) и (7) составляет [5]:

$$\sigma_d = \sqrt{\sigma_{F_{\text{фл}}}^2 + \sigma_{F_{\text{ск}}}^2}. \quad (8)$$

Нормированное стандартное отклонение σ_d / F_d , представляющее как шум флуктуаций, так и шум сканирования, определяет относительную погрешность измерений скорости. При этом в обсуждаемом приложении спектральный разброс, обусловленный сканированием, примерно на порядок меньше, чем разброс, обычно вносимый флуктуационным шумом.

Измерение скорости, в принципе, сводится к нахождению среднего значения доплеровской частоты $\hat{F}_d$ в пределах заданного интервала времени $T_{\text{изм}}$. При этом выражение для нормированного стандартного отклонения $\sigma_{d,T} / F_d$ измеренных значений имеет вид [2]:

$$\frac{\sigma_{д,Т}}{\hat{F}_д} = \frac{1}{\hat{F}_д} \sqrt{\frac{\sigma_д}{T_{изм}}} . \quad (9)$$

Как следует из (9), с увеличением мерного интервала $T_{изм}$ погрешность измерений уменьшается, при этом в пределе измеренное значение частоты $\hat{F}_д$ стремится к величине, которая соответствует центру тяжести спектра сигнала [5]. Обычно путем умножения полученного среднего значения частоты $\hat{F}_д$ на поправочный коэффициент $K_{п}$ получают скорость $\hat{V}_{тс}$ ТС:

$$\hat{V}_{тс} = K_{п} \hat{F}_д .$$

Из-за уменьшения энергии отраженного сигнала пропорционально квадрату расстояния от отражающей поверхности центр тяжести спектра обычно смещен относительно центра гауссова распределения. Поэтому результаты усредняющих измерений имеют методическую погрешность, зависящую как от угла облучения поверхности, так и от характера ее неоднородностей. Частично эта погрешность устраняется выбором величины поправочного коэффициента $K_{п}$, определяемого в результате калибровки измерителя, что обычно практикуется на автомобильном транспорте. В условиях железнодорожного транспорта более целесообразно выполнение коррекции величины поправочного коэффициента $K_{п}$ по реперным точкам на пути движения ТС.

В радиолокационных спидометрах для автомобилей и тракторов основные ошибки измерений, кроме указанных выше флуктуационных и сканирования, обусловлены также изменениями угла облучения поверхности вследствие тангажа и рыскания корпуса, качки и заноса, а также вертикальными вибрациями ТС из-за неровностей дороги [2—8]. Все перечисленные причины вызывают дополнительные флуктуации амплитуды и фазы доплеровского сигнала, его замирания и скачки, а также пропадания сигнала. Необходимо отметить, что ошибки из-за изменения угла облучения уменьшаются примерно на порядок при использовании на борту ТС двух радиолокационных спидометров, один из которых направлен по ходу, а другой против хода движения по схеме «Двуликий Янус» [9, 10].

В условиях железной дороги (ЖД), как показали исследования [10, 11], влиянием изменений угла θ облучения поверхности можно пренебречь. При этом формирование доплеровского сигнала измерителей скорости определяется особенностями строения верхнего уровня пути ЖД. Порождаемый сигнал от щебеночного балласта, естественно, имеет вид,

характерный для однородной поверхности. Однако неоднородности пути типа бетонных, стальных или деревянных шпал, а также элементы крепления рельсов к шпалам вызывают ярко выраженные максимумы в виде всплесков уровня отраженного излучения. Наличие рельсов, стальных шпал, мостовых металлоконструкций и прочих элементов в поле излучения антенны также усложняют радиолокационную картину подстилающей поверхности на ЖД. Формируемый в данных условиях доплеровский сигнал имеет сложную структуру, которую при обработке сигналов в измерителях скорости высокой точности необходимо учитывать.

3. Анализ технических решений ДИПД

Известно большое число доплеровских измерителей параметров движения (скорости и пройденного пути транспортных средств) [1—11, 14—17], которые содержат последовательно соединенные антенну, доплеровский приемопередатчик (ДПП) и блок обработки доплеровских сигналов (БОДС). В этих устройствах используются антенны, имеющие диаграмму направленности (ДН) в виде расходящегося луча, фронт волны которых имеет сферическую форму. ДПП, обычно выполненные по гомодинной или автодинной схеме, обеспечивают формирование доплеровского сигнала, частота которого пропорциональна скорости транспортного средства. В БОДС производится первичная обработка сигнала, а также его преобразование в цифровые показания скорости транспортного средства и его пробега.

Основные отличия известных ДИПД состоят в реализации технических решений первичной обработки сигналов, предназначенной для улучшения качества сигналов путем их фильтрации, анализа, запоминания и восстановления с целью повышения точности и надежности измерений. Несмотря на большое число технических решений, направленных на улучшение качества сигналов, все они не устраняют основной недостаток известных методов, связанный с наличием помех и искажений доплеровского сигнала из-за сферичности фронта излучаемой антенной волны. Эти искажения, порождающие формирование доплеровского сигнала в виде флуктуационного шума и шума сканирования, ограничивают потенциальные возможности повышения точности измерения скорости и пройденного пути ТС. Кроме того, для точного определения скорости ТС требуется большое время измерения.

Известны также ДИПД [18—22], в которых используются рупорно-линзовые антенны, которые благодаря наличию фокусирующей линзы формируют электромагнитное излучение в виде карандашного луча. Такая

форма луча уменьшает диаметр облучаемого «пятна» на поверхности полотна дороги, что снижает согласно (6) флуктуационный разброс $\Delta F_{\text{фл}}$ доплеровских частот. Формируемый при этом практически плоский фронт волны на всем протяжении луча значительно увеличивает в (7) виртуальную высоту H_v установки ДИПД без изменения конструктивных и иных факторов. Тем самым уменьшается также шум сканирования $\Delta F_{\text{ск}}$. Отмеченные достоинства применения такой формы излучения в ДИПД подтверждены результатами большого числа экспериментальных исследований [2, 3], полученными с одной и той же рупорной антенной.

Недостатком известных ДИПД являются сравнительно большие габариты по высоте из-за применяемых типов антенн (рупорные, линзовые, параболические). Эти типы антенн создают проблему при их размещении под кузовом ТС.

Известны также ДИПД [23—29], в которых используются волноводные и волноводно-рупорные антенны вытекающей волны (АВВ), продольная ось которых совпадает с направлением движения ТС. Эти антенны в ближней зоне по длине излучающего волновода формируют протяженное, наклонное к подстилающей поверхности ЭМ излучение в виде параллельных лучей с практически плоским фронтом волны. Такая структура поля позволяет значительно улучшить качество доплеровского сигнала, существенно уменьшив глубину его флуктуаций, а также повысить точность измерения скорости и уменьшить габаритные размеры по высоте. При этом необходимо отметить еще одну конструктивную особенность описанного в [29] ДИПД, — это применение автодинного ДПП, выполненного в виде системы двух взаимно связанных синхронизированных СВЧ генераторов. Этот ДПП обеспечивает получение двух автодинных сигналов доплеровской частоты, имеющих относительный сдвиг фаз 90 градусов.

Общим недостатком всех известных ДИПД является узкая диаграмма направленности антенны как в продольной, так и поперечной плоскостях сечения относительно направления движения ТС. Этот недостаток приводит к формированию малого по площади пятна облучения на подстилающей поверхности. По этой причине в ряде случаев происходит значительное ухудшение точности измерений вплоть до полного сбоя процесса измерения вследствие значительного уменьшения или даже отсутствия отраженного излучения. Такие ситуации возникают, например, при прохождении локомотивом по ЖД мосту с просветами между шпал, участков дороги, залитых водой или покрытых листовым железом на ЖД переездах.

В случае применения АВВ, как отмечалось выше, обеспечивается формирование плоского фазового фронта волны в продольной плоскости сечения ЭМ поля, что значительно снижает уровень составляющих флуктуационных шумов $\Delta F_{\text{фл}}$ (6) и шумов сканирования $\Delta F_{\text{ск}}$ (7), а также возможность формирования протяженного пятна облучения в направлении движения ТС. Однако в поперечной плоскости сечения ЭМ поле излучения имеет цилиндрический характер фазового фронта волны. Данная особенность поля является причиной, ограничивающей дальнейшее повышение точности измерения скорости. Она порождает наличие флуктуационных и сканирующих шумов доплеровского сигнала от неоднородностей подстилающей поверхности, находящихся сбоку относительно оси движения, где как раз и проявляются эти искажения фазового фронта.

В последние годы в связи с активным развитием беспилотных и высокоскоростных технологий на автомобильном и железнодорожном транспорте возросли требования к его безопасности. В связи с этим новые технические решения, направленные на улучшение качественных показателей датчиков и измерителей для современных систем автоматизированного управления движением ТС, являются весьма востребованными. Поэтому повышение точности и надежности ДИПД ТС относительно полотна дороги является важной проблемой, решение которой позволит для транспорта создать прецизионные измерители скорости, свободные от указанных недостатков.

Повышение точности измерений в предлагаемом устройстве достигается за счет формирования в ближней зоне антенны плоского фазового фронта излучения по всему его сечению. При этом повышение надежности измерений обеспечивается благодаря применению протяженной антенны в направлении движения ТС. Такая антенна обеспечивает формирование соответствующего пятна облучения на подстилающей поверхности, которое может перекрывать по расстоянию две или более неоднородностей дорожного полотна, например, ЖД шпал. Прием отраженного излучения от неоднородностей и шероховатостей подстилающей поверхности выполняется всей апертурой антенны с последующим суммированием всех составляющих сигналов на выходе антенны. За счет суммирования множества парциальных волн, отраженных от блестящих точек этого пятна, пропадание части парциальных отражений (например, из-за просветов между шпалами на ЖД мосту) практически не оказывает влияния на результат измерений, поскольку результирующий сигнал при этом формируется оставшимися парциальными отражениями от блестящих точек. В случае наличия на фоне подстилающей поверхности значительной неод-

нородности, например, шпалы, скачок амплитуды сигнала менее выражен при наличии других сигналов, полученных от совокупности других неоднородностей, например, балласта и наличия других шпал. При этом если протяженность облучаемого пятна на дороге не меньше расстояния между шпалами, то выход из пятна одной шпалы при движении сопровождается появлением следующей шпалы или шпальных креплений рельса. В результате поддерживается более высокий уровень отраженного сигнала и его постоянство, что способствует повышению не только надежности, но и точности измерений.

Решение указанной проблемы достигается тем, что в предлагаемом ДИПД реализован принцип согласованной пространственно-временной обработки радиосигналов, при котором как объект локации, так и антенная система наклонного излучения имеют пространственно-распределенный характер. При этом согласование достигается формированием плоского фазового фронта как падающего на подстилающую поверхность, так отраженного от неоднородностей на ней излучений. Такая картина ЭМ поля обеспечивает «сжатие» отраженного сигнала по частоте, в результате которого на выходе преобразователя частоты от всех неоднородностей формируется совокупность квазигармонических временных сигналов в виде сигналов Доплера одной и той же частоты. Результатом сложения этих сигналов является сигнал также квазигармонический, в формировании которого участвует вся апертура антенной системы и область облучения на подстилающей поверхности.

4. Бортовой доплеровский измеритель параметров движения

На рис. 1 представлена структурная схема ДИПД и элементы подстилающей поверхности, поясняющие принцип действия: А — антенна наклонного излучения; ДПП — доплеровский приемопередатчик с квадратным преобразованием частоты; БОДС — блок обработки доплеровских сигналов; Ш — железнодорожная шпала; ШВД — шина выходных данных; $V_{\text{те}}$ — вектор скорости транспортного средства. Стрелками на рисунке показано падающее на подстилающую поверхность и отраженное от неоднородностей поверхности излучение.

Антенна А наклонного излучения имеет различные варианты исполнения. При этом общие требования ко всем вариантам антенны А состоят в том, чтобы она была выполнена с плоским раскрытием излучающей поверхности, имеющей размеры ширины S и длины L не менее десяти длин волн ЭМ излучения. При наличии на подстилающей поверхности периодических неоднородностей, например, ЖД шпал, длина L апертуры антен-

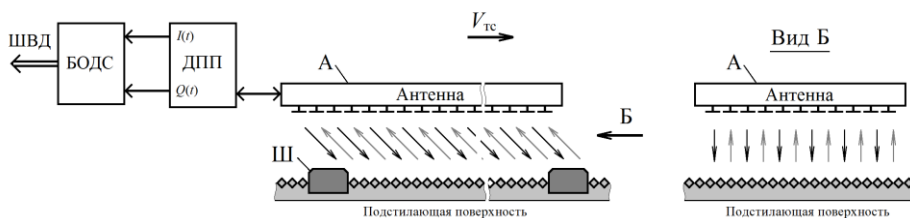


Рис. 1. Структурная схема ДИПД и элементы подстилающей поверхности.

Fig. 1. Block diagram of a Doppler motion parameter meter and elements of the underlying surface

ны должна быть не менее междушпального интервала (из расчета 1840 шпал на километр). Продольная ось антенны должна совпадать с вектором скорости. Антенна должна формировать равномерное по поверхности наклонное излучение СВЧ с плоским фазовым фронтом в ближней зоне антенны. Проекция нормали к фазовому фронту на подстилающую поверхность должна быть однонаправленной или противоположно направленной вектору скорости ТС. Антенна должна быть закреплена на кузове ТС так, чтобы ее плоский раскрыв излучающей поверхности был параллелен подстилающей поверхности и находился на высоте H , которая определяется следующим условием:

$$H \leq R_{д.з} = \frac{2L^2 \cos \theta}{\lambda}, \quad (10)$$

где $R_{д.з}$ — граница дальней зоны антенны.

По первому варианту исполнения антенна А может быть выполнена в виде прямоугольной фазированной антенной решетки (ФАР) с плоским раскрывом излучающей поверхности, которая по длине и ширине содержит соответственно M и N рядов излучателей, причем по ширине каждый ряд из N излучателей возбуждается синфазно, а по длине антенны между любыми из M соседними синфазно возбуждаемыми рядами излучателей фаза тока возбуждения отличается от фазы тока предыдущего ряда излучателей на одну и ту же величину Ψ . Методика конструирования и расчета таких антенн в виде волноводно-щелевой, волноводной, печатной полосковой или микрополосковой ФАР изложена в литературе по антеннам, например [30, 31]. Пример технического решения планарной полосковой антенны для радиолокационного измерителя скорости ТС относительно дороги представлен в [32].

По второму варианту исполнения антенна А может быть выполнена в виде антенны дифракционного излучения [33]. Данная антенна обычно состоит из передающей линии медленных поверхностных волн, например,

диэлектрического волновода, и дифракционной решетки. Решетка представляет собой гребенку периодических неоднородностей по ширине волновода на всю длину активной части антенны. Она может быть выполнена печатным способом в виде ленты на слое фольгированного диэлектрика или в виде периодических канавок, стержней, выступов и других неоднородностей на основании антенны. При внесении дифракционной решетки в поле диэлектрического волновода происходит преобразование поверхностной волны в объемную, которая приобретает пространственную ориентацию излучения под углом θ к поверхности волновода и одноосно с ним. Данное преобразование выполняется при наличии фазового синхронизма между медленной поверхностной волной диэлектрического волновода и быстрой волной, рассеянной дифракционной решеткой. Выбор периода решетки определяет фазовый синхронизм волн и угол θ излучения быстрой волной, а расстояние между диэлектрическим волноводом и дифракционной решеткой определяет амплитуду излучения.

Методика конструирования и расчета таких антенн изложена в большом числе публикаций, например, [33—37]. При этом особый интерес представляет экспериментальная антенна, показанная на фотографии рис. 20 статьи [35]. Данная антенна была разработана по заказу авторов настоящей статьи специально для экспериментальной проверки предлагаемого метода измерения скорости ТС относительно подстилающей поверхности дороги. Эта же фотография представлена на рис. 2,а. Апертура антенны 1000×100 мм², рабочая длина волны в свободном пространстве 8 мм, угол наклона пучка излучения 45° относительно плоскости антенны, общие потери в антенне составляют 2,7 дБ.

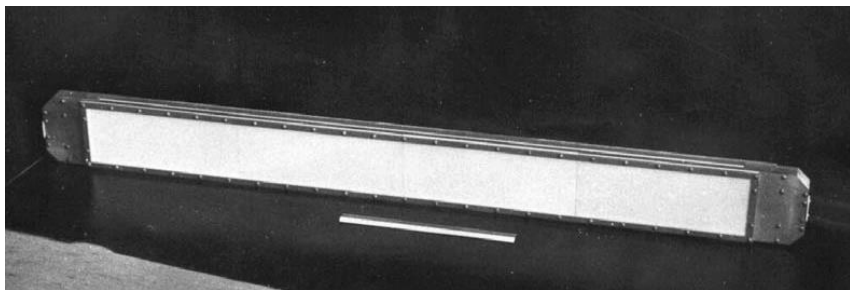


Рис. 2. Внешний вид планарной антенны дифракционного излучения.

Fig. 2. Appearance of a planar diffraction radiation antenna

По третьему варианту выполнения антенна А может быть изготовлена в виде волноводно-рупорной антенны вытекающей волны, аналогичной используемой в [29]. Отличия могут состоять в отношении выполне-

ния длины антенны и применения дополненной цилиндрической линзы в раскрые рупора [35]. Эта линза корректирует фазовый фронт излучения, делая его в рабочем диапазоне расстояний плоским.

Необходимо отметить, что на краях апертуры антенны неизбежно наличие сферичности фазового фронта формируемого излучения. Однако, как показали результаты моделирования ближнего поля антенны вытекающей волны, влияние сферичности в ближней зоне антенны становится пренебрежимо малым в пределах ширины луча по уровню минус 3 дБ при условии, если соответствующий раскрыв антенны превышает десять длин волн излучения [38].

Доплеровский приемопередатчик (ДПП), имеющий выходы $I(t)$ и $Q(t)$ квадратурных сигналов, также имеет альтернативные технические решения. Он может быть выполнен по гомодинной [39, 40] или автодинной [20, 22, 28, 29] схеме. ДПП может иметь в своем составе синтезатор частоты, программируемый контроллером. Необходимо отметить, что готовые модули ДПП выпускаются промышленностью (см., например, модули: «24.125 GHz Ranging Sensor Head, Dual Channel, Short Range», Model SSD-24303-20M-DW на сайте <https://www.eravant.com/>).

На рис. 3 приведены варианты гомодинного (а) и автодинного (б) выполнения ДПП с раздельными смесителями.

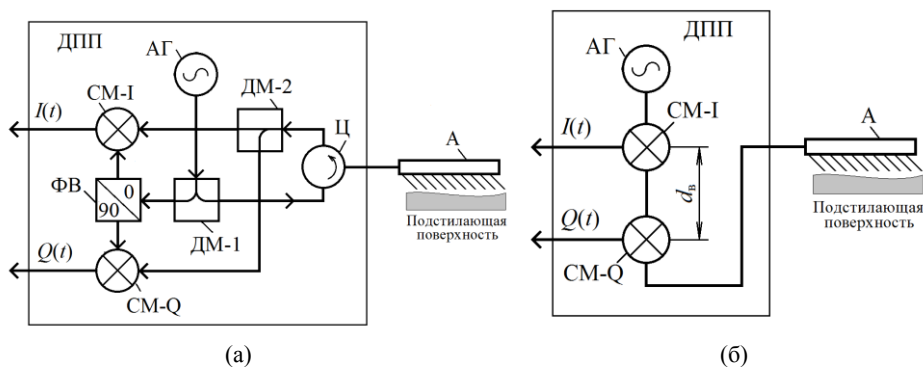


Рис. 3. Варианты гомодинного (а) и автодинного (б) выполнения ДПП.

Fig. 3. Options for homodyne (a) and autodyne (б) implementation of the Doppler transceiver

При гомодинном исполнении ДПП содержит отдельные узлы передатчика и приемника, связанные с антенной через развязывающее устройство, например, циркулятор [41], при этом приемник, выполненный на основе квадратурного смесителя, обеспечивает на своих выходах формирование двух сигналов $I(t)$ и $Q(t)$, сдвинутых по фазе на 90° [42].

Пример выполнения ДПП по гомодинной схеме, представленный на рисунке 3,а, содержит СВЧ автогенератор АГ, подключенный своим высокочастотным выходом ко входу первого делителя мощности ДМ-1. Первый выход ДМ-1 подключен к первому входу циркулятора Ц, а второй — к входу фазовращателя ФВ. При этом к третьему входу циркулятора Ц подключен вход второго делителя мощности ДМ-2, а второй вход циркулятора Ц подключен к антенне А. При этом выходы делителя мощности ДМ-2 соответственно подключены к сигнальным входам смесителей СМ-*I* и СМ-*Q*, гетеродинные входы которых подключены к выходам фазовращателя ФВ. При этом квадратурные выходы $I(t)$ и $Q(t)$ смесителей СМ-*I* и СМ-*Q* подключены к одноименным выходам ДПП.

В состав ДПП могут входить дополнительные элементы, не изменяющие суть нашего предложения. Например, перед вторым делителем мощности ДМ-2 может быть установлен маломощный усилитель, а между первым делителем мощности ДМ-1 и циркулятором Ц — усилитель мощности. На выходах смесителей СМ-*I* и СМ-*Q* могут использоваться усилители преобразованного сигнала.

При автодинном исполнении ДПП с отдельными смесителями функции передатчика и приемника выполняет автогенератор. Для получения квадратурных сигналов в автодинном ДПП известен вариант с двумя детекторными диодами в отрезке передающей линии между автогенератором и антенной [43]. Пример выполнения ДПП по автодинной схеме представлен на рис. 3,б. Данный ДПП содержит СВЧ автогенератор АГ, подключенный своим высокочастотным выходом ко входу последовательно соединенных первого СМ-*I* и второго СМ-*Q* смесителей «на проход», имеющих фазовое расстояние d_v между ними, кратное нечетному числу $1/8$ длины волны в передающей линии. При этом выход второго смесителя СМ-*Q* предназначен для подключения антенны А, а квадратурные выходы $I(t)$ и $Q(t)$ смесителей СМ-*I* и СМ-*Q* подключены к одноименным входам и выходам ДПП. В состав автодинных ДПП могут входить дополнительные элементы, не изменяющие суть нашего предложения. Например, на выходах смесителей СМ-*I* и СМ-*Q* могут использоваться усилители преобразованного сигнала.

Другой вариант автодинного ДПП основан на использовании так называемого «двухдиодного автодина» [43], который представляет собой систему из двух взаимно синхронизированных парциальных автогенераторов при сильной связи (см. рис. 4) [29, 44]. При этом регистрация сдвинутых по фазе сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ производится в цепи питания этих гене-

раторов [43]. Для уменьшения степени искажений сигналов из-за автодинных изменений частоты автодинные генераторы желательно стабилизировать посредством дополнительного высокочастотного резонатора [45].

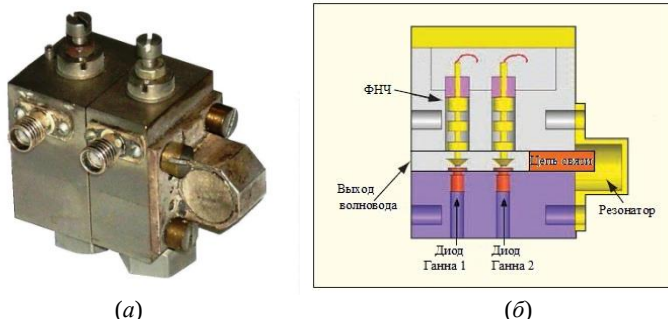


Рис. 4. Внешний вид (а) и эскиз (б) варианта автодинного ДПП, выполненного на основе двух связанных СВЧ генераторов на диодах Ганна.

Fig. 4. Appearance (a) and sketch (b) of a variant of an autodyne Doppler transceiver made on the basis of two coupled microwave generators using Gunn diodes

На рис. 5 представлена структурная схема БОДС с аналоговой обработкой сигналов: 1 — двухканальный управляемый фильтр верхних частот (ДУ ФВЧ); 2 — двухканальный компаратор с гистерезисом; 3 — фазовый компаратор определения направления движения; 4 — обнаружитель пропадания сигнала; 5 — следящий фильтр на основе системы частотно-фазовой автоподстройки частоты (ЧФАПЧ); 6 — обнаружитель захвата следящего фильтра; 7 — переключатель сигналов; 8 — частотный компаратор; 9 и 10 — шины выходных данных (ШВД).

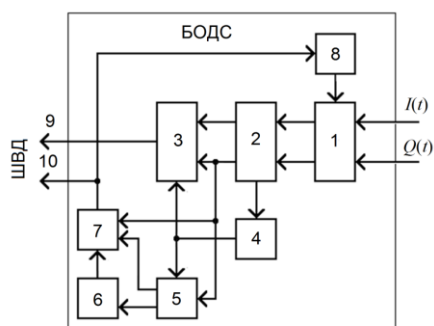


Рис. 5. Структурная схема БОДС с аналоговой обработкой сигналов.

Fig. 5. Block diagram of a Doppler signal processing unit with analog signal processing

ДК ФВЧ 1 предназначен для подавления низкочастотных сигналов, вызванных вертикальным перемещением транспорта на скоростях выше

20 км/ч. Он выполнен на операционных усилителях по схеме универсального перестраиваемого активного фильтра с регулировкой центральной частоты и добротности.

Двухканальный компаратор 2 с гистерезисом предназначен для формирования из входных квазигармонических доплеровских сигналов $I(t)$ и $Q(t)$, превышающих значение заданного порогового уровня, импульсных сигналов прямоугольной формы. При этом фронт и срез этих импульсов соответствуют моментам перехода сигналами нулевого уровня. Гистерезис компаратора необходим для исключения многократного срабатывания из-за шумов.

Фазовый компаратор 3, выполненный на основе D -триггера, предназначен для определения направления движения ТС. Обнаружитель 4 пропадающих сигналов служит для определения моментов времени, в течение которых наблюдается уменьшение уровня сигнала ниже заданного и выдачи соответствующих команд для перевода фазового компаратора 3, следающего фильтра 4 и обнаружителя захвата в режим «памяти» по частоте.

Следящий фильтр 5 предназначен для выделения средней частоты спектра принятого сигнала и восстановления сигнала при его пропадании на время до 4 с. Основой следящего фильтра является система ЧФАПЧ. Эта система содержит генератор, управляемый напряжением (ГУН), частотно-фазовый детектор (ЧФД) и цепь обратной связи, состоящей из интегратора и корректора частотной характеристики [46].

Обнаружитель 6, выполненный на логическом элементе «исключающее ИЛИ» вырабатывает сигнал управления для коммутатора 7 при вхождении в синхронизм следящего фильтра 5 с входным сигналом. Переключатель 7 аналоговых сигналов предназначен для подачи на выход БОДС сигнала со следящего фильтра 5 или, минуя его в зависимости от наличия захвата системы ЧФАПЧ.

Частотный компаратор 8 предназначен для грубого определения частоты входного сигнала с целью выделения двух диапазонов работы БОДС (в пределах до 20 км/ч и после) и выдачи команд управления на ДК ФВЧ 1.

5. Принцип действия ДИПД

После подачи напряжения питания на ДИПД (см. рис. 1) в автогенераторе АГ (см. рис. 3,а) возбуждаются СВЧ колебания, которые, пройдя через первый делитель мощности ДМ-1 и циркулятор Ц, направляются в антенну А в виде зондирующего радиосигнала $u_{\text{зонд}}(t)$ с амплитудой $U_{\text{зонд}}$:

$$u_{\text{зонд}}(t) = U_{\text{зонд}} \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (11)$$

где φ_0 — случайная начальная фаза радиосигнала.

В антенне А СВЧ колебания (11) распределяются равномерно по поверхности и излучаются под одним и тем же углом θ в пространство, где находится подстилающая поверхность. Часть мощности радиосигнала автогенератора АГ со второго выхода первого делителя мощности ДМ-1, пройдя через квадратурный фазовращатель ФВ, делится поровну и поступает на смесители СМ-*I* и СМ-*Q* в качестве «прямых» (индекс «прм») гетеродинных сигналов $u_{\text{прм}}^{(I)}(t)$ и $u_{\text{прм}}^{(Q)}(t)$ с относительной разностью фаз $\pi/2$:

$$u_{\text{прм}}^{(I)}(t) = U_{\text{прм}} \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (12)$$

$$u_{\text{прм}}^{(Q)}(t) = U_{\text{прм}} \sin(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (13)$$

От имеющихся на подстилающей поверхности неоднородностей часть мощности излучения отражается и принимается антенной А в виде совокупности N парциальных радиосигналов. Вследствие перемещения ДИПД относительно поверхности дороги парциальные радиосигналы имеют доплеровское смещение частоты. Поскольку угол θ облучения практически всех лучей одинаков, то доплеровское смещение парциальных радиосигналов имеет одну и ту же величину $\Omega_d = (2V_{\text{тс}} \omega_0 / c) \cos \theta$. Совокупность этих парциальных радиосигналов проходит через циркулятор Ц, делится по мощности поровну вторым делителем мощности ДМ-2 и поступает на сигнальные входы первого и второго смесителей СМ-*I* и СМ-*Q* соответственно (см. рис. 3,а). Выражение для мгновенных значений этих отраженных радиосигналов $u_{\text{отр.1}}(t)$ и $u_{\text{отр.2}}(t)$ запишем в виде:

$$u_{\text{отр.1}}(t) = u_{\text{отр.2}}(t) = 0,5 \cdot U_{\text{зонд}} \sum_{n=1}^N \Gamma_n \cos[(\omega_0 + \Omega_d)t + \varphi_0 + \varphi_n], \quad (14)$$

где Γ_n — приведенный к порту антенны А нормированный относительно $U_{\text{зонд}}$ коэффициент, который характеризует ослабление амплитуды излучаемого сигнала по пути распространения до n -ой неоднородности и обратно; φ_n — случайный фазовый сдвиг отраженного радиосигнала, связанный с различием расстояния до n -ой неоднородности и ее отражающих свойств.

В результате нелинейного взаимодействия прямых (12), (13) и отраженных (14) колебаний в смесителях СМ-*I* и СМ-*Q* происходит преобразование сигналов в область низких доплеровских частот. При этом на выходах $I(t)$ и $Q(t)$ смесителей эти сигналы имеют разность фаз $\pm 90^\circ$,

зависящую от направления движения ТС. Выражения для преобразованных сигналов $u_{\text{пр}}^{(I)}(t)$ и $u_{\text{пр}}^{(Q)}(t)$ имеют вид:

$$u_{\text{пр}}^{(I)}(t) = k_{\text{пр}} U_{\text{зонд}} \sum_{n=1}^N \Gamma_n \cos(\Omega_{\text{д}} t + \varphi_n^{(I)}) + u_{\text{ш}}^{(I)}(t), \quad (15)$$

$$u_{\text{пр}}^{(Q)}(t) = k_{\text{пр}} U_{\text{зонд}} \sum_{n=1}^N \Gamma_n \sin(\Omega_{\text{д}} t + \varphi_n^{(Q)}) + u_{\text{ш}}^{(Q)}(t), \quad (16)$$

где $k_{\text{пр}}$ — коэффициент преобразования смесителей СМ-I и СМ-Q по напряжению, полагая, что эти смесители имеют идентичные параметры; $u_{\text{ш}}^{(I)}(t)$, $u_{\text{ш}}^{(Q)}(t)$ — синфазная и ортогональная составляющие преобразованных шумов смесителей и СВЧ генератора на выходы смесителей СМ-I и СМ-Q.

Вторые слагаемые $u_{\text{ш}}^{(I)}(t)$, $u_{\text{ш}}^{(Q)}(t)$ в (15) и (16) отображают результат преобразования собственных шумов смесителей СМ-I и СМ-Q и шумов СВЧ генератора. Эти шумовые составляющие $u_{\text{ш}}^{(I)}(t)$, $u_{\text{ш}}^{(Q)}(t)$ на выходах смесителей СМ-I и СМ-Q представляют собой независимые стационарные нормальные процессы с нулевым средним значением, взаимная корреляция которых отсутствует. В реальных условиях ДИПД функционирует при отношении сигнал-шум значительно больше единицы. Поэтому влиянием шумовых составляющих $u_{\text{ш}}^{(I)}(t)$ и $u_{\text{ш}}^{(Q)}(t)$ на работу ДИПД можем пренебречь.

Первые слагаемые в (15) и (16) представляют собой сумму квазигармонических парциальных колебаний, имеющих одну и ту же частоту $\Omega_{\text{д}}$. При этом амплитуды и начальные фазы этих колебаний являются случайными функциями, зависящими от отражательных способностей и относительного расстояния до облучаемых неоднородностей подстилающей поверхности. В процессе перемещения ТС картина облучаемых неоднородностей постоянно изменяется. Поэтому эти колебания подвергаются одновременной модуляции амплитуды и фазы независимыми случайными процессами. Многочисленные экспериментальные исследования сигналов, отраженных от земной поверхности [47], показали, что в подавляющем большинстве случаев распределение амплитуды сигналов подчиняется закону Релея. При этом начальные фазы $\varphi_n^{(I)}$, $\varphi_n^{(Q)}$ этих колебаний обычно задаются величиной, равновероятной в интервале от минус π до плюс π [47].

Результирующие сигналы (15) и (16) на выходах $I(t)$ и $Q(t)$ смесителей являются суммой большого числа перекрывающихся, расположенных случайным образом на оси времени парциальных сигналов, полученных от неупорядоченных неоднородностей облучаемой поверхности. Эти сигналы представляют собой стационарный эргодический случайный процесс, для которого справедлива центральная предельная теорема. В соответствии с этой теоремой и результатами анализа распределения плотности вероятности суммы гармонических колебаний со случайными фазами [48—50] следует важный вывод о том, что при суммировании достаточно большого числа гармонических колебаний не только со случайными начальными фазами, но и с различными близкими частотами, получается процесс не только стационарный, но и эргодический. Показано также, что плотность вероятности результирующего колебания не зависит от частоты [48, 49]. Кроме того, установлено, что результирующий процесс флуктуаций является узкополосным процессом, который может быть представлен в виде синусоидального колебания, случайно модулированного по амплитуде и фазе [50].

Таким образом, суммы квазигармонических парциальных колебаний со случайным распределением начальных фаз в (15) и (16) представляют собой квадратурные гармонические колебания $u_{\text{пр}}^{(I)}(t)$ и $u_{\text{пр}}^{(Q)}(t)$ доплеровской частоты Ω_d , амплитуды $A^{(I)}(t)$, $A^{(Q)}(t)$ и фазы $\varphi^{(I)}(t)$, $\varphi^{(Q)}(t)$ которых являются медленно меняющимися функциями времени:

$$u_{\text{пр}}^{(I)}(t) = A^{(I)}(t) \cos[\Omega_d t + \varphi^{(I)}(t)], \quad (17)$$

$$u_{\text{пр}}^{(Q)}(t) = A^{(Q)}(t) \sin[\Omega_d t + \varphi^{(Q)}(t)]. \quad (18)$$

Сигналы (17) и (18) с выходов $I(t)$ и $Q(t)$ смесителей СМ-1 и СМ-2 (см. рис. 3), поступающие в БОДС (см. рис. 4), проходят по двум идентичным каналам через фильтры 1 верхних частот, амплитудные компараторы 2, где они формируются в сигнал в виде меандра и подаются на фазовый компаратор 3, выполненный на D -триггере. Состояние триггера указывает на направление движения: вперед или назад. Для повышения точности измерения параметров движения в БОДС используется следящий фильтр 5, выполненный на основе ЧФАПЧ и обеспечивающий в случае пропадания сигналов их восстановление на время до 4 с. Данного времени достаточно для успешного преодоления ЖД локомотивом междупальных промежутков, залитых водой участков пути или покрытых листовой сталью ЖД переездов, когда эхо-сигнал пропадает.

Перевод следящего фильтра 5, а также фазового компаратора 3 в режим «память» производится с помощью обнаружителя 4 пропадания сигнала. Подключение следящего фильтра 5 осуществляется через коммутатор 7 с помощью обнаружителя 6 захвата. Для подавления низкочастотных помех, обусловленных качкой локомотива при высоких скоростях движения, производится переключение частоты среза ФВЧ 1 с помощью частотного компаратора 8. Информация о моменте начала движения локомотива, направлении движения, а также меандр, частота первой гармоники которого прямо пропорциональна скорости движения, поступают в систему автоматизированного управления торможением поезда по ШВД 9 и 10.

6. Описание макета ДИПД и результатов натурного моделирования

Предлагаемый метод был реализован в виде действующего макета радиолокационного измерителя скорости движения, предназначенного для системы автоматизированного управления ЖД локомотивом. ДИПД выполнен на основе планарной антенны (см. рис. 2) дифракционного излучения 8-мм диапазона и автодинного ДПП на основе двух связанных СВЧ генераторов на диодах Ганна (см. рис. 4). Частота генерации 37,5 ГГц стабилизирована высокодобротным резонатором, который связан с рабочим резонатором по схеме на отражение с резистивной связью [44]. Резонатор изготовлен из суперинвара, работает на волне H_{011} , имеет собственную добротность порядка 5×10^3 . Регистрация квадратурных доплеровских сигналов производилась в цепи питания СВЧ генераторов посредством электронных схем, выполненных на основе двух операционных усилителей и транзистора [44]. Потенциал ДПП в полосе доплеровских частот 0,05...20 кГц получен порядка 85...90 дБ.

Полотно антенны ДИПД устанавливалось под днищем автомобильного прицепа на высоте 0,3 м от уровня дороги. Угол излучения антенны 45° . Характерный фрагмент записи сигнала, полученного при движении автомобиля с прицепом по грунтовой дороге со скоростью 30 км/ч (по спидометру), представлен на рис. 6,а. Из записи видно, что сигнал подвержен амплитудным флуктуациям глубиной до 50 %, но при этом его частота остается практически постоянной. Следящий фильтр БОДС после захвата частоты сигнала работал устойчиво без срывов слежения.

На рис. 5,б представлен для сравнения типичный для антенн с расходящимся лучом фрагмент доплеровского сигнала, приведенного в [6] на фиг. 7. Частота излучения альтернативного измерителя скорости составляла 24,1 ГГц, угол наклона луча 30° , его ширина расхождения 10° . Сиг-

нал получен для пашни при движении трактора со скоростью около 1 км/ч. Запись сигнала полностью соответствует описанным выше явлениям, которые сопровождают разброс доплеровских частот. Этот разброс вызывает не только ошибку измерения скорости, но также изменения амплитуды (так называемые замирания) доплеровского сигнала и затрудняет измерения скорости.

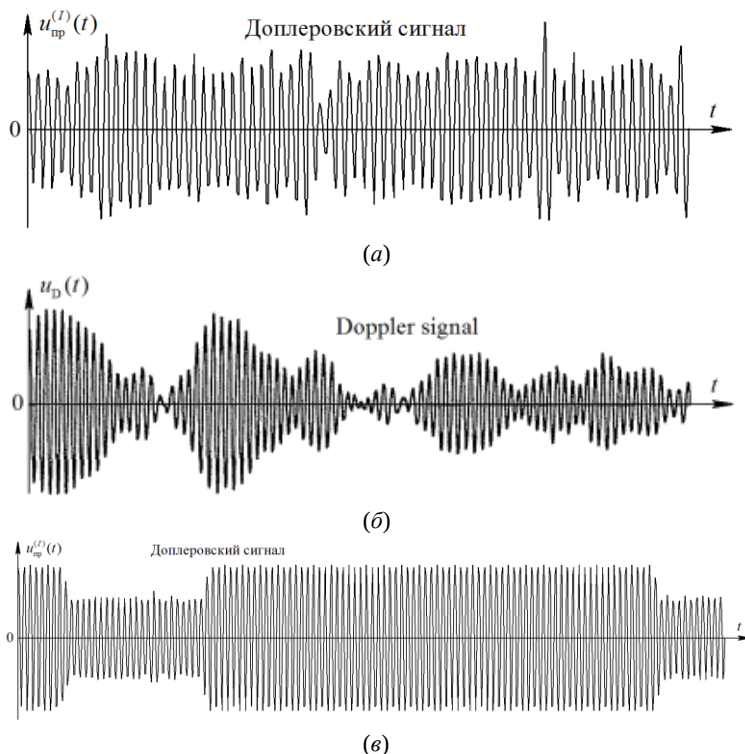


Рис. 6. Записи доплеровских сигналов, полученных от грунтовой дороги (а), пашни (б) и моделируемого участка (в) с периодическими неоднородностями.

Fig. 6. Recordings of Doppler signals received from a dirt road (a), arable land (б) and a simulated area (в) with periodic inhomogeneities

На рис. 5,в представлен фрагмент записи доплеровского сигнала, полученного от поверхности дороги, имитирующей наличие периодических неоднородностей. На участке дороги поперек пути движения автомобиля с интервалом 0,55 м были прикопаны заподлицо полками вверх несколько отрезков стального П-образного швеллера 100×50 мм. Из записи видно, что амплитуда сигнала периодически меняется. На участках с пониженной амплитудой сигнала в поле излучения антенны находился один

швеллер. На участке, где амплитуда возрастает примерно в полтора раза, в поле излучения антенны находились одновременно два швеллера.

Полученные результаты подтвердили описанную выше гипотезу о работоспособности предложенного авторами ДИПД на ЖД мосту с просветами между шпалами. Необходимо отметить значительное увеличение амплитуды сигналов в данном случае по сравнению со случаем отсутствия швеллеров на дороге, что снижает влияние собственных шумов устройства на точность измерения скорости. Этими результатами эксперимента подтверждается также достижение цели известного устройства [51] — повышение надежности измерения скорости при использовании сигналов, полученных от шпал ЖД пути.

7. Заключение

Таким образом, предложенные [12] метод и ДИПД благодаря формированию плоского фазового фронта по всему сечению луча в ближней зоне излучения антенны обеспечивают по сравнению с известными доплеровскими измерителями получение от неоднородностей подстилающей поверхности совокупность большого числа парциальных сигналов, имеющих практически одну доплеровскую частоту. При этом результирующие сигналы на квадратурных выходах смесителей ДПП обеспечивают повышенную точность измерения скорости и пройденного пути, а также определение направления движения. Кроме того, при использовании длины апертуры антенны более расстояния между характерными неоднородностями полотна дороги повышается надежность измерений в условиях пропадаания сигналов. При этом сужение спектра доплеровского сигнала сокращает время, необходимое для выполнения измерения скорости перемещения.

В заключение отметим, что новые возможности предлагаемых метода и ДИПД позволяют создать прецизионные измерители параметров движения, которые весьма востребованы в последнее время на автомобильном и железнодорожном транспорте в связи с активным развитием беспилотных и высокоскоростных технологий.

Список литературы

1. Кошелев Ю. Д. Доплеровский автодинный измеритель скорости // Электронная техника. Сер. 11 : Контрольно-измерительная аппаратура. 1966. Вып. 3. С. 99—108.
2. Nylin T. M., Fuchser T. D., Tyson H. B., Regueiro W. R. Vehicular radar speedometer // SAE Transactions. 1973. P. 473—502.
3. Гримс Д. М., Джонс Т. О. Автомобильный радиолокатор : краткий обзор // ТИИЭР. 1974. Т. 62, № 6. С. 185—209.

4. Ветлинский В. Н. Автомобильные радиолокационные станции // Зарубежная радиоэлектроника. 1978. № 10. С. 51—70.
5. Stuchly S. S., Thansandote A., Mladek J., Townsend J. S. A Doppler radar velocity meter for agricultural tractors // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 1978. Vol. 27, no. 1. P. 24—30.
6. Egawa A. A microwave Doppler radar velocity meter for construction machinery // SAE Transactions. 1982. P. 3404—3423.
7. Малорацкий Л. Г. Радарные измерители скорости машинно-тракторных агрегатов // Зарубежная радиоэлектроника. 1986. № 7. С. 84—91.
8. Хаблов Д. В. Применение сверхвысокочастотных доплеровских датчиков перемещения в антиблокировочной тормозной системе // Измерительная техника. 2021. № 2. С. 43—48.
9. Вериго А. М., Кузнецов Н. Н., Колесниченко Ю. Н. и др. Доплеровский измеритель параметров движения подвижного состава // Автоматика, телемеханика и связь. 1984. № 2. С. 12—14.
10. Григорин-Рябов В. В., Вериго А. М., Шелухин О. И., Шелухин В. И. Радиотехнические железнодорожные устройства. М. : Транспорт, 1986. 161 с.
11. Использование радара для измерения пройденного пути и скорости // Железные дороги мира. 2000. № 10. С. 51—56.
12. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Галеев Р. Г. и др. Патент RU2793338C1 (РФ). Способ и устройство радиолокационного измерения параметров движения наземного транспортного средства относительно подстилающей поверхности. Оpubл. в Б. И., 2023. № 10.
13. Yamamoto S. Pat. US6230107B1 (USA). Vehicle speed detection system. May 8, 2001.
14. Кернов Ю. П. А. с. SU1341594A1 (СССР). Радиолокационный измеритель скорости для железнодорожного транспорта. Оpubл. в Б. И., 1987. № 36.
15. Corbrion C. Pat. US6703966B2 (USA). Method and device for measuring the speed of a moving object. March 9, 2004.
16. Inomata K. Pat. US9500747B2 (USA). Travel distance measurement device. Nov. 22, 2016.
17. Phillips O. A. Pat. US4788553A (USA). Doppler radar velocity measurement apparatus. Nov. 29, 1988.
18. Phillips O. A. Pat. US4660050A (USA). Doppler radar velocity measurement horn. Apr. 21, 1987.
19. Якухин С. Д. Авт. свид. SU1829105A1 (СССР). Датчик измерителя скорости транспортного средства и автодинный преобразователь. Оpubл. в Б.И., 1993. № 27.
20. Nagasaku T. Pat. US7310061B2 (USA). Velocity sensor and ground vehicle velocity sensor using the same. Dec. 18, 2007.
21. Nagasaku T. Pat. US7532153B2 (USA). Velocity sensor and ground vehicle velocity sensor using the same.
22. Horst G. Pat. DE2237139C2 (Germany). Doppler radar for vehicle speed measurement – has underbody hollow conductor antenna with longitudinal slot aperture. Apr. 29, 1982.
23. Horst G. Pat. DE2344627A1 (Germany). Speed measuring device for vehicles and aircraft – using Doppler shift of electromagnetic waves, uses waveguide. Aug. 07, 1975.
24. Kurt L. Pat. DE2714365C2 (Germany). Mobile Doppler radar station – has two mixers whose Doppler frequencies are used to determine relative motion of station w. r. t. target. July 05, 1984.
25. Jean-Louis Vaterskowski. Pat. FR2560389B1 (French). Differential microwave device for non-contact measurement of the speed of a terrestrial vehicle. Nov. 13, 1987.
26. Beasley P. D. L. Pat. US5204682A (USA). Doppler radar speed sensor. Apr. 20, 1993.

27. Keller B., Meinel H., Rembolt B. Vsb-Radar – a 35 GHz Doppler Radar for Velocity Distance and Acceleration Measurements on Railboand Vehicles // 8-th Eur. Microwave Conf. Paris, 1978. P. 598–612.
28. Носков В. Я., Варавин А. В., Васильев А. В. и др. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть. 9. Радиолокационное применение автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С. 32—86.
29. Воскресенский Д. И., Гостюхин В. Л., Максимов В. М., Пономарев Л. И. Устройства СВЧ и антенны. М. : Радиотехника, 2006. 376 с.
30. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток : учеб. пособие для вузов / Под ред. Д. И. Воскресенского. М. : Радиотехника, 2012. 744 с.
31. Lissel E. Pat. GB2235587A (UK). Janus antenna arrangement. March 06, 1991.
32. Евдокимов А. П., Крыжановский В. В., Сиренко Ю. К. Планарная антенна дифракционного излучения КВЧ-диапазона // Электромагнитные волны и электронные системы. 2011. № 6. С. 53—60.
33. Останков А. В., Степанов А. Е. Методика расчета частотно-сканирующей антенны вытекающей волны дифракционного типа // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8, № 7-1. С. 133—139.
34. Евдокимов А. П. Антенны дифракционного излучения // Физические основы приборостроения. 2013. Т. 2, № 1. С. 108—125.
35. Teshirogi T. Pat. US6597323B2 (USA). Dielectric leaky wave antenna having mono-layer structure. July 22, 2003.
36. Петров Е. В. Пат. RU2449435C1 (РФ). Плоская решетка антенн дифракционного излучения и делитель мощности, используемый в ней. Опубл. в Б. И., 2012. № 12.
37. Noskov V. Ya., Shaidurov K. D. Near-field modeling of the leaky-wave antenna. In : 2020 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT), (Ekaterinburg, Russia May 14–15, 2020). 2020. P. 277—280.
38. Matsumura A. Pat. US4316173A (USA). Doppler radar vehicle speed sensing system including means for checking system operation based on the detection of low frequency Doppler frequency components. Feb. 16, 1982.
39. Endo A. Pat. US4527160A (USA). Doppler radar type speedometer. July 02, 1985.
40. Rittenbach. Pat. US4499467 (USA). Doppler radar sets with target direction sensing capability. Feb. 12, 1985.
41. Сколник М. Введение в технику радиолокационных систем. М. : Мир, 1965.
42. Носков В. Я., Смольский С. М., Игнатков К. А. и др. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 11. Основы реализации автодинов. Успехи современной радиоэлектроники. 2019. № 2. С. 5—33.
43. Носков В. Я. Двухдиодный автодинный приемопередатчик // Приборы и техника эксперимента. 2015. № 4. С. 65—70.
44. Носков В. Я., Игнатков К. А., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 8. Автодины со стабилизацией частоты внешним высокочастотным резонатором // Успехи современной радиоэлектроники. 2013. № 12. С. 3—42.
45. Бузыкин В. Т., Веснин В. А., Красильников Ю. Л., Носков В. Я. Радиолокационный измеритель параметров движения на базе двухдиодного автодина. В сб. : Радиолокационные методы в научных исследованиях, народном хозяйстве и медицине. Каменск-Уральский, 1989. С. 97—99.

46. Зубкович С. Г. Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности. М. : Советское радио, 1968. 224 с.
47. Гоноровский И. С. Радиосигналы и переходные явления в радиоцепях. М. : Связьиздат, 1954. 326 с.
48. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М. : Советское радио, 1977. 608 с.
49. Бунимович В. И. Флюктуационные процессы в радиоприемных устройствах. М. : Советское радио, 1951. 361 с.
50. Nakatsuka H. Pat. JPS58206991A (Japanese). Ground speed detecting device for vehicle. Dec. 02, 1983.

Информация об авторах

Богатырев Евгений Владимирович, кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехники Сибирского федерального университета, г. Красноярск, Российская Федерация.

Игнатков Кирилл Александрович, кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций, заместитель директора по науке Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Российская Федерация.

Носков Владислав Яковлевич, доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Российская Федерация.

A Method for Improving the Accuracy of Doppler Speed Meters for Ground Vehicles Relative to the Roadway (review)

E. V. Bogatyrev¹, K. A. Ignatkov², and V. Ya. Noskov²

¹Siberian Federal University

79, Svobodny Ave., build. 5, Krasnoyarsk, 660041, Russian Federation

²Ural Federal University

19, Mira St., Ekaterinburg, 620002, Russian Federation

v.y.noskov@urfu.ru

Received: May 31, 2024

Peer-reviewed: June 20, 2024

Accepted: June 20, 2024

Abstract: The results of the analysis of the main errors of Doppler speed meters (DSM) of ground vehicles (GV) relative to the road surface are presented. It is shown that one of the ways to reduce the error is to form a uniform field in the gap between the antenna aperture and the underlying surface. A description of the structural diagram and operating principle of the DSM proposed by the authors is given. The main technical solutions of antennas that ensure the formation of the required field distribution are considered. It is shown that increasing the length of the antenna aperture beyond the distance between the characteristic inhomogeneities of the road surface increases the reliability of measurements in conditions of signal loss, for example, when a locomotive is moving along a bridge that has clearances between the sleepers. Narrowing the spectrum of the Doppler signal when using the proposed antennas reduces the time required to measure the speed of movement and other parameters of vehicle movement. The results of full-scale simulation of the operation of the DSM are presented, confirming the feasibility of the proposed method. The prospects for using this method in the creation of precision non-contact speed sensors for automated traffic control equipment in road and rail transport are noted in connection with the active development of unmanned and high-speed technologies.

Keywords: full-scale modeling, measurement errors, antenna aperture, measurement time.

For citation (IEEE): E. V. Bogatyrev, K. A. Ignatkov, and V. Ya. Noskov, “A Method for Improving the Accuracy of Doppler Speed Meters for Ground Vehicles Relative to the Roadway (review),” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 591–619, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.4.37. (In Russ.).

References

- [1] Yu. D. Koshelev, “Doppler autodyne velocity meter,” *Elektronnaya tekhnika. Ser. 11: Instrumentation and control equipment*, vol. 3, pp. 99–108, 1966. (In Russ.).

- [2] T. M. Hyltin, T. D. Fuchser, H. B. Tyson, and W. R. Regueiro, "Vehicular radar speedometer," *SAE Transactions*, pp. 473–502, 1973.
- [3] D. M. Grims and T. O. Jones, "Automotive radar: a brief overview," *TIIER*, vol. 62, no. 6, pp. 185–209, 1974. (In Russ.).
- [4] V. N. Vetlinsky, "Automotive radar stations," *Zarubezhnaya radioelektronika*, no. 10, pp. 51–70, 1978. (In Russ.).
- [5] S. S. Stuchly, A. Thansandote, J. Mladek, and J. S. Townsend, "A Doppler radar velocity meter for agricultural tractors," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 27, no. 1, pp. 24–30, 1978, doi: 10.1109/T-VT.1978.23717.
- [6] A. Egawa, "A microwave Doppler radar velocity meter for construction machinery," *SAE Transactions*, pp. 3404–3423, 1982.
- [7] L. G. Maloratsky, "Radar speed meters of machine and tractor units," *Zarubezhnaya radioelektronika*, no. 7, pp. 84–91, 1986. (In Russ.).
- [8] D. V. Khablov, "Application of microwave Doppler displacement sensors in anti-lock braking system," *Izmeritel'naya tekhnika*, no. 2, pp. 43–48, 2021. (In Russ.).
- [9] A. M. Verigo, N. N. Kuznetsov, Yu. N. Kolesnichenko, et al. "Doppler meter for rolling stock motion parameters," *Avtomatika, telemekhanika i svyaz'*, no. 2, pp. 12–14, 1984. (In Russ.).
- [10] V. V. Grigorin-Ryabov, A. M. Verigo, O. I. Shelukhin, and V. I. Shelukhin, *Radio engineering railway devices*. Moscow: Transport, 1986. (In Russ.).
- [11] "Using radar to measure distance traveled and speed," *Zheleznnye dorogi mira*, no. 10, pp. 51–56, 2000. (In Russ.).
- [12] V. Ya. Noskov, E. V. Bogatyrev, R. G. Galeev, et al., "Method and device for radar measurement of the movement parameters of a ground vehicle relative to the underlying surface," Patent RU2793338C1 (RF), 2023. (In Russ.).
- [13] S. Yamamoto, "Vehicle speed detection system," Pat. US6230107B1 (USA), May 8, 2001.
- [14] Yu. P. Kernov, "Radar speed meter for railway transport," Inv. Cert. SU1341594A1 (USSR), 1987. (In Russ.).
- [15] C. Corbrion, Pat. US6703966B2 (USA), "Method and device for measuring the speed of a moving object," March 9, 2004.
- [16] K. Inomata, "Travel distance measurement device," Pat. US9500747B2 (USA), Nov. 22, 2016.
- [17] O. A. Phillips, "Doppler radar velocity measurement apparatus," Pat. US4788553A (USA), Nov. 29, 1988.
- [18] O. A. Phillips, "Doppler radar velocity measurement horn," Pat. US4660050A (USA), Apr. 21, 1987.
- [19] S. D. Yakukhin, "Vehicle speed meter sensor and autodyne converter," Inv. Cert. SU1829105A1 (USSR), 1993 (In Russ.).
- [20] T. Nagasaku, "Velocity sensor and ground vehicle velocity sensor using the same," Pat. US7310061B2 (USA), Dec. 18, 2007.
- [21] T. Nagasaku, "Velocity sensor and ground vehicle velocity sensor using the same," Pat. US7532153B2 (USA).
- [22] G. Horst, "Doppler radar for vehicle speed measurement – has underbody hollow conductor antenna with longitudinal slot aperture," Pat. DE2237139C2 (Germany), Apr. 29, 1982.
- [23] G. Horst, "Speed measuring device for vehicles and aircraft – using Doppler shift of electromagnetic waves, uses waveguide," Pat. DE2344627A1 (Germany), Aug. 07, 1975.
- [24] L. Kurt "Mobile Doppler radar station – has two mixers whose Doppler frequencies are used to determine relative motion of station w. r. t. target," Pat. DE2714365C2 (Germany), July 05, 1984.
- [25] Jean-Louis Vaterskowski, "Differential microwave device for non-contact measurement of the speed of a terrestrial vehicle," Pat. FR2560389B1 (French), Nov. 13, 1987.

- [26] P. D. L. Beasley, "Doppler radar speed sensor," Pat. US5204682A (USA), Apr. 20, 1993.
- [27] B. Keller, H. Meinel, B. Rembolt, "Vsb-Radar – a 35 GHz Doppler Radar for Velocity Distance and Acceleration Measurements on Railroad Vehicles," in *8th Eur. Microwave Conf.* Paris, 1978, pp. 598–612, doi: 10.1109/EUMA.1978.332602.
- [28] V. Ya. Noskov, A. V. Varavin, A. V. Vasilyev, et al., "Modern hybrid-integrated autodyne generators of the microwave and millimeter ranges and their application. Part 9. Radar application of autodynes," *Uspekhi sovremennoy radioelektroniki*, no. 3, pp. 32–86, 2016. (In Russ.).
- [29] D. I. Voskresensky, V. L. Gostyukhin, V. M. Maksimov, and L. I. Ponomarev, *Microwave devices and antennas*, Moscow: Radiotekhnika, 2006. (In Russ.).
- [30] *Microwave devices and antennas. Design of phased array antennas: textbook*, ed. D. I. Voskresensky, Moscow: Radiotekhnika, 2012. (In Russ.).
- [31] E. Lissel, "Janus antenna arrangement," Pat. GB2235587A (UK), March 06, 1991.
- [32] A. P. Evdokimov, V. V. Kryzhanovsky, and Yu. K. Sirenko, "Planar antenna of diffraction radiation in the EHF range," *Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy*, no. 6, pp. 53–60, 2011. (In Russ.).
- [33] A. V. Ostankov, and A. E. Stepanov, "Methodology for calculating a frequency-scanning antenna of a diffraction-type leaky wave," *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta*, vol. 8, no. 7-1, pp. 133–139, 2012. (In Russ.).
- [34] A. P. Yevdokymov, "Diffraction radiation antennas," *Physical Bases of Instrumentation*, vol. 2, no. 1(6), pp. 108–125, 2013, doi: 10.25210/jfop-1301-108125. (In Russ.).
- [35] T. Teshirogi, "Dielectric leaky wave antenna having mono-layer structure," Pat. US6597323B2 (USA), July 22, 2003.
- [36] E. V. Petrov, "A flat array of diffraction radiation antennas and the power divider used in it," Pat. RU2449435C1 (RF), 2012. (In Russ.).
- [37] V. Ya. Noskov, K. D. Shaidurov, "Near-field modeling of the leaky-wave antenna," in *2020 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT)*, (Ekaterinburg, Russia, May 14–15, 2020), 2020, pp. 277–280.
- [38] A. Matsumura, "Doppler radar vehicle speed sensing system in-including means for checking system operation based on the detection of low frequency Doppler frequency components," Pat. US4316173A (USA), Feb. 16, 1982.
- [39] A. Endo, "Doppler radar type speedometer," Pat. US4527160A (USA), July 02, 1985.
- [40] Rittenbach, "Doppler radar sets with target direction sensing capability," Pat. US4499467 (USA), Feb. 12, 1985.
- [41] M. I. Skolnik, *Introduction to radar systems*, New York – San Francisco – Toronto – London: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1962.
- [42] V. Ya. Noskov, S. M. Smolsky, K. A. Ignatkov, et al., "Modern hybrid-integrated autodyne generators of the microwave and millimeter ranges and their application. Part 11. Basics of implementing autodynes," *Uspekhi sovremennoy radioelektroniki*, no. 2, pp. 5–33, 2019. (In Russ.).
- [43] V. Ya. Noskov, "Two-diode autodyne transceiver," *Instruments and Experimental Techniques*, no. 4, pp. 65–70, 2015. (In Russ.).
- [44] V. Ya. Noskov, K. A. Ignatkov, and S. M. Smolsky, "Modern hybrid-integrated autodyne generators of the microwave and millimeter ranges and their application. Part 8. Autodynes with frequency stabilization by an external high-quality resonator," *Uspekhi sovremennoy radioelektroniki*, no. 12, pp. 3–42, 2013. (In Russ.).
- [45] V. T. Buzykin, V. A. Vesnin, Yu. L. Krasilnikov, and V. Ya. Noskov, "Radar meter of motion parameters based on a two-diode autodyne," in *Radar methods in scientific research, national economy and medicine*, Kamensk-Uralsky, pp. 97–99, 1989. (In Russ.).

- [46] S. G. Zubkovich, *Statistical characteristics of radio signals reflected from the earth's surface*, Moscow: Sovetskoye radio, 1968. (In Russ.).
- [47] I. S. Gonorovsky, *Radio signals and transient phenomena in radio circuits*, Moscow: Svyazizdat, 1954. (In Russ.).
- [48] I. S. Gonorovsky, *Radio engineering circuits and signals*, Moscow: Sovetskoye radio, 1977. (In Russ.).
- [49] V. I. Bunimovich, *Fluctuation processes in radio receivers*. Moscow: Sovetskoye radio, 1951. (In Russ.).
- [50] H. Nakatsuka, "Ground speed detecting device for vehicle," Pat. JPS58206991A (Japanese), Dec. 02, 1983.

Information about the authors

Evgeniy V. Bogatyrev, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Engineering, Siberian Federal University, Technical Director of Radiosvyaz JSC, Krasnoyarsk, Russian Federation.

Kirill A. Ignatkov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications, Deputy Director for Science, Institute of Radio Electronics and Information Technology – RTF of the Ural Federal University n. a. the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russian Federation.

Vladislav Ya. Noskov, Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Information Technologies – RTF Ural Federal University n. a. the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russian Federation.

Квазиэллиптический волноводный полосно-пропускающий фильтр на наклонных прямоугольных резонаторах

Шевченко А. К., Гризодуб А. Н., Крутиев С. В.

Южный федеральный университет

*ул. Зорге, 5, г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация
skrutiev@sfedu.ru*

Получено: 20 мая 2024 г.

Отрецензировано: 20 июня 2024 г.

Принято к публикации: 20 июня 2024 г.

Аннотация: Представлена разработка новой резонансной структуры, предназначенной для создания компактных псевдоэллиптических фильтров, использующих волноводную технологию. Основной элемент этой структуры — резонатор, который состоит из прямоугольного ребра. Это ребро может быть произвольно размещено и ориентировано внутри прямоугольного волновода, что дает значительную легкость в проектировании. В исследовании подробно рассматривается процесс создания и тестирования линейного фильтра пятого порядка, который был построен с использованием представленных резонансных структур. Результаты экспериментов подтвердили жизнеспособность предложенного дизайна и показали, что такие фильтры могут быть успешно изготовлены и применены на практике. Работа подчеркивает значимость и перспективы использования новых резонансных структур для улучшения характеристик волноводных фильтров. Применение подобной технологии позволяет не только уменьшить размеры фильтров, но и повысить их селективность, что особенно важно для современных телекоммуникационных систем и других областей, где требуется высокая точность и надежность сигналов.

Ключевые слова: волновод, волноводный фильтр, квазиэллиптический фильтр, полосно-пропускающий фильтр, синглет, нули пропускания, прямоугольный резонатор.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Шевченко А. К., Гризодуб А. Н., Крутиев С. В. Квазиэллиптический волноводный полосно-пропускающий фильтр на наклонных прямоугольных резонаторах // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 620—634.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Шевченко, А. К. Квазиэллиптический волноводный полосно-пропускающий фильтр на наклонных прямоугольных резонаторах / А. К. Шевченко, А. Н. Гризодуб, С. В. Крутиев // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2024. — Т. 7, № 4. — С. 620—634.

1. Введение

В настоящее время системы мобильной связи вносят более строгие требования для эффективного использования электромагнитного спектра в устройствах СВЧ. В случае, когда требуются фильтры с малыми потерями в полосе пропускания и высоким уровнем подавления вне полосы, волноводные квазиэллиптические фильтры являются идеальным решением [1]. Так называемой «квазиэллиптичности» фильтра можно добиться двумя способами. Первый и самый распространенный способ — это увеличение порядка фильтра, за счет чего его частотная характеристика приближается к прямоугольному виду, что приводит к увеличению массогабаритных характеристик [2]. Второй, менее распространенный, но привлекающий особый интерес метод — внесение в частотную характеристику фильтра нулей передачи (НП), которая представляет собой частоту, на которой передаточная функция имеет нулевую передачу [3]. За счет этого появляется возможность синтезировать фильтр меньшего порядка, характеристика которого будет приближена к эллиптической. Безусловно в волноводной технике существует большое множество методов получения нулей передачи в частотной характеристике фильтра. Однако все эти способы предполагают складывание фильтра или в любом случае увеличение поперечного сечения волновода [4—7]. Технология, представленная в статье, дает возможность соответствовать вышеупомянутым требованиям без значительного вмешательства в геометрическую составляющую волноводной линии передач, тем самым представляя удобство для разработки высокочастотных устройств с фильтром в своей конструкции.

В данной работе представлена простая резонирующая структура на основе прямоугольной неоднородности, произвольно расположенной и ориентированной внутри прямоугольного волновода. Чертеж конфигурации представлен на рис. 1.

При определенных условиях такая конфигурация обладает интересными свойствами: при возбуждении в волноводе основной TE -волны представленная структура ведет себя как резонатор с нулями передачи в своей частотной характеристике, которые расположены либо в верхней, либо в нижней полосе заграждения, в зависимости от положения резонатора. Такую конфигурацию можно использовать в сочетании с другими типами резонаторов для создания компактных линейных квазиэллиптических фильтров. Еще одним значительным преимуществом этого решения является то, что изготовление можно осуществлять путем фрезерования из единого блока металла. Такой метод изготовления гораздо дешевле и позволяет в большей степени исключить фабричную погрешность при производстве методом отливки.

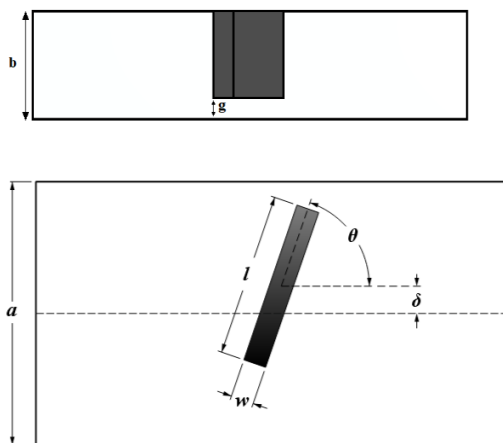


Рис. 1. Структура на основе прямоугольного ребра, произвольно расположенного и ориентированного внутри прямоугольного волновода.

Fig. 1. Structure based on a rectangular edge, randomly located and oriented inside a rectangular waveguide

В статье проведен электродинамический анализ и синтез наклонного прямоугольного резонатора, а также синтез фильтра 5-го порядка.

2. Анализ резонатора

Как хорошо известно, основная мода прямоугольного волновода с поперечными вставками имеет более низкую частоту среза, чем соответствующий прямоугольный волновод (т. е. имеющий ту же ширину и высоту), поскольку распределение поля внутри такой конструкции имеет тенденцию приближаться к моде, которая распространяется в зазоре между ребром и противоположной ему стенкой [9]. Из этого можно сделать вывод — чем уже щель между стенкой волновода и ребром перегородки, тем больше приближение.

Рассмотрим прямоугольный волновод, работающий в одномодовом режиме, в который вставлен прямоугольный резонатор (см. рис. 2). Тогда в первом приближении, если пренебречь обрамляющим полем на краях гребня, этот участок резонирует, когда его длина равна целому числу, кратному половине длины волны.

Поскольку электромагнитное поле в основном ограничено зазором, ожидается, что его распределение по длине резонатора будет в большей степени независимым от его положения и ориентации. Другими словами, резонанс может возникнуть и тогда, когда ребро наклонено и смещено от-

носителю оси волновода, наряду с основными параметрами конструкции: зазором g , шириной w , его длиной l , смещением δ , углом наклона θ . Стоит отметить, что при малых коэффициентах g/b , где b — высота прямоугольного волновода, константа распространения гребневой моды остается практически неизменной по отношению к добротности резонатора Q_n независимо от положения резонатора.

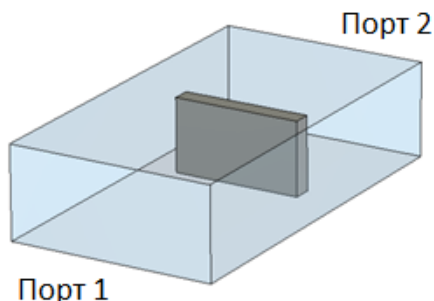


Рис. 2. Прямоугольный волновод, работающий в одномодовом режиме, в который вставлен участок прямоугольного резонатора.

Fig. 2. A rectangular waveguide operating in single-mode mode, into which a section of a rectangular resonator is inserted

Хотя положение ребра внутри волновода практически незначительно влияет на резонансную частоту, угол его наклона и смещение изменяют связь между прямоугольным резонатором и доминирующей ТЕ-модой, распространяющейся в прямоугольном волноводе. Кроме того, в определенных положениях выступ генерирует дополнительные реактивные или нерезонансные моды, которые обеспечивают прямое соединение входа и выхода через выступающую секцию. В этом случае действительно существует два пути, соединяющих входной порт с выходным портом: один передается в резонансном режиме, управляемом ребром, другой передается через затухающие и нерезонансные режимы. Таким образом, предложенное ребро может вести себя как синглет: т. е. имеет возможность обеспечить как ноль отражения, так и ноль передачи.

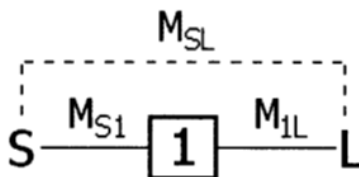


Рис. 3. Схема соединения и маршрутизации синглета.

Fig. 3. Singlet connection and routing diagram

Схема соединения и коэффициенты связи синглета показана на рис. 3, где прямоугольник представляет собой прямоугольный резонатор, источник S и нагрузка L представляют TE_{10} -моду на входном и выходном участках, M_{S1} и M_{1L} — связи резонансной структуры с источником и нагрузкой соответственно, M_{SL} — прямая связь источник — нагрузка. Таким образом, частотную характеристику прямоугольного резонатора можно охарактеризовать с помощью матрицы связи 3×3 :

$$\begin{array}{c} S \quad 1 \quad L \\ S \quad \begin{bmatrix} 0 & 1.3520 & 0.1264 \\ 1.3520 & -0.5370 & 1.3520 \\ 0.1264 & 1.3520 & 0 \end{bmatrix} \\ 1 \\ L \end{array} \quad (1)$$

Различные характеристики фильтра можно получить благодаря изменению положения резонансного гребня, меняя его наклон и смещение (θ , δ). В частности, можно рассмотреть четыре представляющих интерес случая.

А. Расположение гребня продольно по центру ($\theta = 0$, $\delta = 0$)

В данном случае мы имеем обычный участок волновода. В нормальных условиях затухающие моды высшего порядка, возбуждаемые на концах гребня, исчезают через ребро, так что прямой связи между источником и нагрузкой не происходит ($M_{SL} = 0$), поэтому ноль передачи не может быть сгенерирован (см. рис 4).



Рис. 4. Структура волновода ($\theta = 0$, $\delta = 0$).

Fig. 4. Waveguide structure ($\theta = 0$, $\delta = 0$)

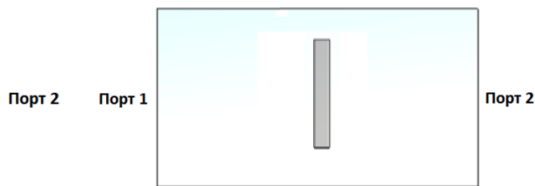


Рис. 5. Структура волновода ($\theta = 90^\circ$, $\delta = 0$).

Fig. 5. Waveguide structure ($\theta = 90^\circ$, $\delta = 0$)

Б. Расположение гребня поперек по центру ($\theta = 90^\circ$, $\delta = 0$)

Когда ось резонатора перпендикулярна оси волновода, резонансная мода внутри зазора гребня не может возбуждаться падающей TE_{101} -модой питающего волновода, поэтому $M_{S1} = M_{L1} = 0$ [10]. Ребро на самом деле является просто емкостным препятствием для локальных затухающих мод, обеспечивающим отрицательную связь M между входом и выходом, (рис. 5).

В. Расположение гребня по центру с наклоном ($\theta \neq 0$, $\delta = 0$)

При такой геометрии все связи ненулевые ($M_{S1} = M_{L1} \neq 0$, $M_{SL} \neq 0$). Когда длина гребня составляет половину длины волны, он ведет себя как синглет, обеспечивая ноль передачи ($M_{SL} > 0$). После проведения электродинамического анализа было установлено, что при увеличении угла

наклона полоса частот сужается, а ноль передачи приближается к резонансной частоте: с точки зрения значений связи это соответствует, главным образом, уменьшению $M_{S1} = M_{L1}$ (рис. 6).

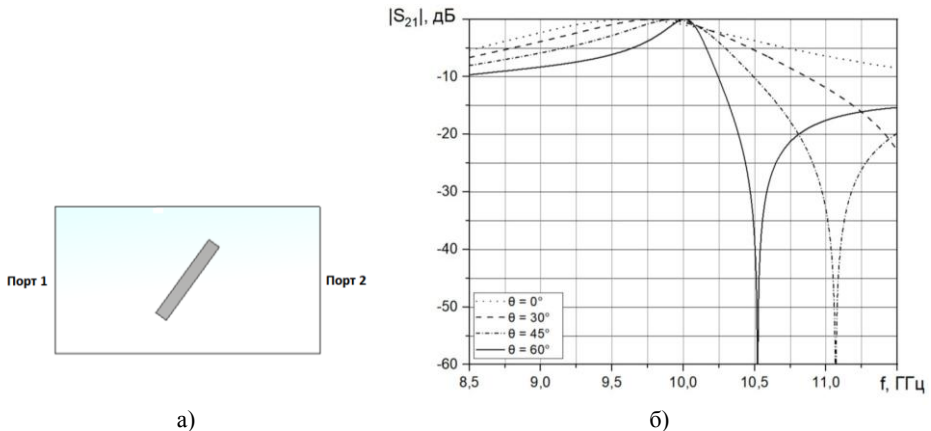


Рис. 6. а) Структура волновода; б) Амлитудно-частотная характеристика данной структуры в зависимости от угла поворота резонатора.

Fig. 6. а) the structure of the waveguide; б) amplitude-frequency characteristics of this structure depending on the angle of rotation of the resonator

Г. Расположение резонатора по центру со смещением ($\theta = 90^\circ$, $\delta \neq 0$)

Также в этом случае все связи ненулевые ($M_{S1} = M_{L1} \neq 0$, $M_{SL} \neq 0$), и частотная характеристика данной структуры все еще может быть схожа с характеристикой синглета, но ноль передачи расположен в нижней полосе задерживания ($M_{SL} < 0$). Электродинамический анализ такой конфигурации показал, что при увеличении смещения d полоса пропускания становится шире, а ноль передачи перемещается в область низких частот (улучшается $M_{S1} = M_{L1}$, рис. 7)

Среди исследованных конфигураций, варианты В и Г являются наиболее полезными для проектирования фильтров, поскольку они позволяют реализовать нули передачи в верхней или нижней полосе задерживания. Стоит отметить, что разный знак в этих двух конфигурациях связан с тем, что в случае В источник и нагрузка (т. е. TE_{10} мода подводящего волновода) связаны с резонатором на его противоположных концах, а в случае Г они в основном связаны на одном и том же конце.

Первым шагом проектирования является выбор размеров резонатора: относительная высота зазора g/b может быть первоначально выбрана с учетом того, что меньшее значение приводит к более высокой постоянной распространения моды, направленной по гребню (что приводит к укороч-

чению резонатора), но также увеличивает потери и снижает мощность. Вместо этого ширина w должна выбираться таким образом, чтобы $w \ll l$.

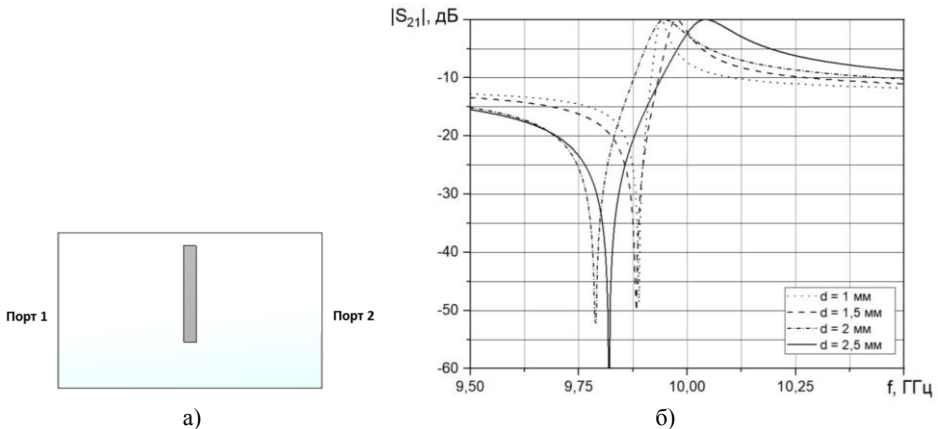


Рис. 7. а) Структура волновода; б) Амлитудно-частотная характеристика данной структуры.

Fig. 7. а) The structure of the waveguide; б) amplitude-frequency characteristics of this structure

Положение двух резонаторов (угол наклона θ в одном случае и смещение δ в другом) необходимо для реализации желаемой матрицы связи (1) и выполняется в соответствии с рекомендациями, описанными выше. В этих случаях в сочетании с резонаторами можно использовать волноводные переходы, реализуемые за счет неоднородности, в данном случае предложена реализация перехода с помощью индуктивных диафрагм. Кроме того, этот метод позволяет ввести в ребро неравные входные/выходные связи ($M_{S1} \neq M_{L1}$), что особенно полезно, когда резонатор используется в качестве строительного блока в фильтрах более высокого порядка. В случае наклонного центрального выступа резонатора неравные связи также можно получить, введя умеренное смещение ($\delta \neq 0$), нарушив тем самым симметрию входа/выхода. Тем самым нарушается симметрия устройства, однако за счет использования такого метода получаем выигрыш в геометрических размерах самого устройства.

Таблица 1. Значения параметров структур.

Table 1. Design parameters values

Структура	g (мм)	l (мм)	w (мм)	θ (град)	δ (мм)
Наклонное ребро	2.2	14.2	2	71	0
Поперечное ребро	2.2	14	2	90	2.5

Оба прямоугольных резонатора были синтезированы и оптимизированы с помощью программного пакета *CST Microwave Studio*. Искомые

связи были получены без дополнительных разрывов волновода. Размеры структур указаны в таблице 1, а результаты моделирования вместе с откликами соответствующих матриц связи показаны на рис. 8.

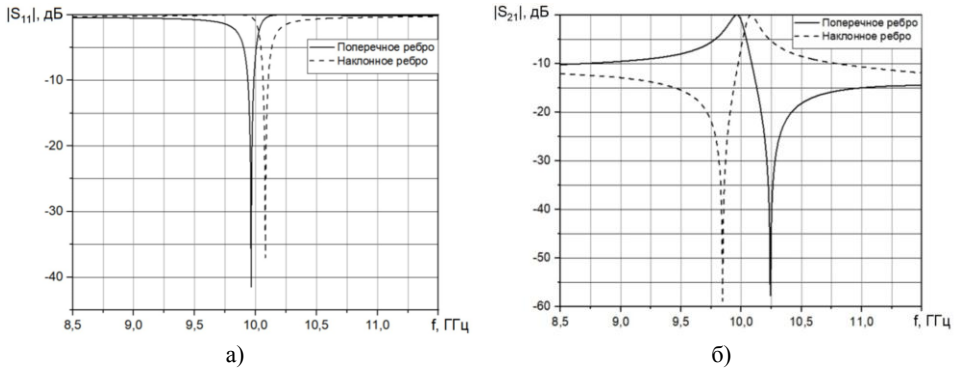


Рис. 8. а) параметры $|S_{11}|$ двух структур; б) параметры $|S_{22}|$ двух структур.

Fig. 8. а) parameters $|S_{11}|$ two structures; б) parameters $|S_{22}|$ two structures

3. Моделирование фильтра

Полученный выше синглет можно использовать в качестве основного блока для проектирования фильтров более высокого порядка. Можно легко продемонстрировать, что функция фильтра пятого порядка с тремя асимметрично расположенными нулями передачи (один в нижней полосе заграждения и два в верхней полосе заграждения) способна удовлетворить современным требованиям, предъявляемым к технике сверхвысоких частот с приемлемыми запасами.

На рис. 9 предложена подходящая топология фильтра с использованием синглетов. Блоки под номерами 1, 3, 5 представляют собой прямоугольные резонаторы, а блоки 2, 4 — емкостные диафрагмы для организации согласования между резонаторами. Пунктирные линии на рисунке представляют собой непосредственную связь волноводных участков.

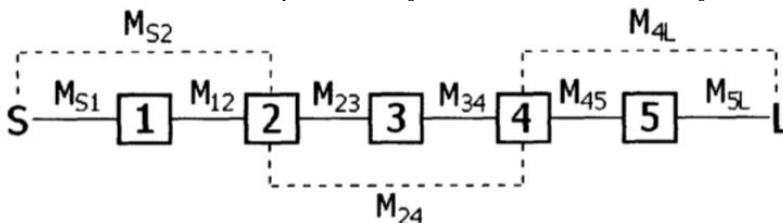


Рис. 9. Топология фильтра 5-го порядка.

Fig. 9. 5th order filter topology

Соответствующая нормализованная матрица связи 6х6, синтезирующая требуемую функцию фильтра, представлена ниже:

$$\begin{matrix} & S & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & L \\ \begin{matrix} S \\ 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ L \end{matrix} & \left[\begin{array}{cccccc} 0 & 1.008 & 0.590 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.008 & -0.954 & 0.679 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.590 & 0.679 & 0.464 & 0.623 & -0.382 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.623 & 0.700 & 0.597 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.382 & 0.597 & 0.330 & 0.904 & 0.356 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.904 & -0.598 & 1.123 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.356 & 1.123 & 0 \end{array} \right] \end{matrix} \quad (2)$$

Модель фильтра с ее амплитудно-частотной характеристикой изображена на рис. 10. Фильтр состоит из трех прямоугольных резонаторов и двух индуктивных диафрагм.

Геометрические параметры фильтра: $\theta 1 = 50,8^\circ$; $\theta 2 = 48,3^\circ$; $\delta 1 = -2,2$ мм; $\delta 2 = -2,2$ мм; $\delta 3 = 3,2$ мм; $l1 = l2 = 13,8$ мм; $lc = 14,2$ мм; $w = 1,9$ мм; $wc = 2,6$ мм; $wd = 2$ мм; $d = 18,5$ мм; $dc = 10,3$ мм. Используемый волновод WR-90 ($a = 22,86$ мм, $b = 10,16$ мм).

Характеристики полученного фильтра:

- Полоса пропускания: 9,80—10,60 ГГц;
- Обратные потери: > 20 дБ;
- Вносимых потерь нет;
- Затухание в полосе заграждения: > 20 дБ в диапазоне 7–9,70 ГГц и > 50 дБ в диапазоне 10,75—13,00 ГГц.

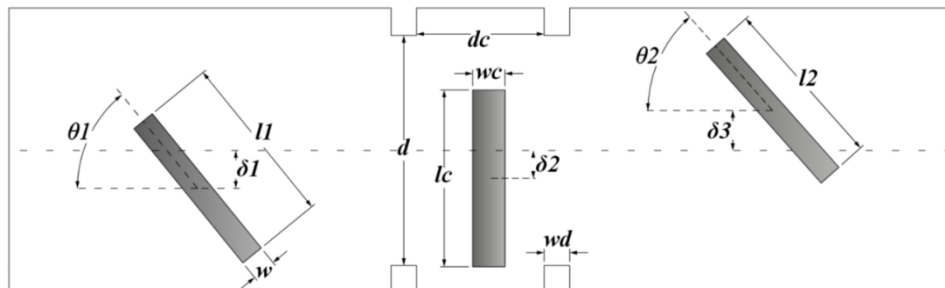
Из полученных характеристик можно сделать вывод, что данный фильтр обладает хорошей селективностью в большом диапазоне частот за счет высокого подавления в полосе заграждения.

Два наклонных резонатора на входе и выходе позволяют разместить два нуля передачи в верхней полосе ограждения. Поперечное смещение выступа в середине фильтра позволяет разместить нули передачи в нижней полосе заграждения. Поскольку центральный резонатор должен быть слабо связан на отрезках волноводной линии (M_{23} и M_{34} , рис. 9), рядом с ребром были размещены две разные индуктивные диафрагмы, чтобы уменьшить его входную и выходную связи и сделать их неравными.

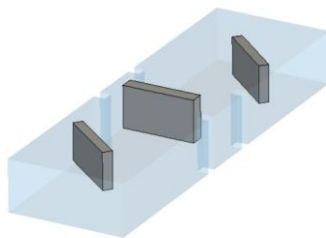
4. Изготовление фильтра

Прототип фильтра был изготовлен путем фрезеровки цельного блока алюминия на ЧПУ станке. Также стоит отметить, что подобную конструкцию возможно изготовить методом литья, к сожалению, такой метод тре-

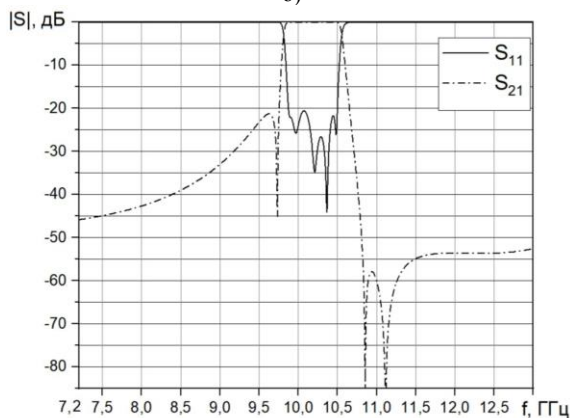
бует больших финансовых затрат, что для устройств прототипов используется редко. Фотография прототипа без верхней крышки представлена на рис. 11. Такой способ позволяет обеспечить равномерный волноводный участок. Общая продольная длина конструкции составила 55 мм.



а)



б)



в)

Рис. 10. а) Чертеж фильтра (вид сверху); б) Трехмерная модель;
в) Амплитудно-частотная характеристика.

Fig. 10. Filter drawing (top view); б) a three -dimensional model;
в) amplitude-frequency characteristics

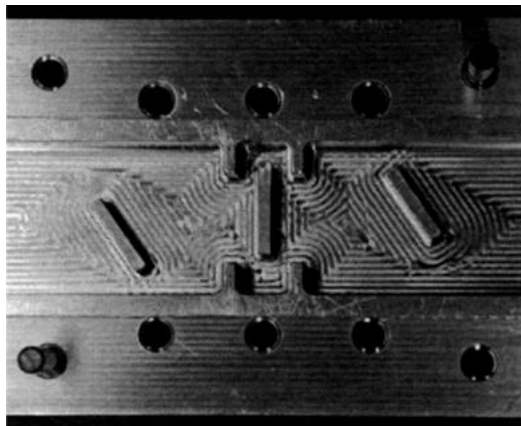


Рис. 11. Изготовленный прототип фильтра (без верхней крышки)

Fig. 11. Made a filter prototype (without the upper cover)

На рис 12. представлено сравнение АЧХ изготовленного прототипа (штриховая линия) и компьютерной модели (сплошная линия), выполненной в программном пакете *CST Studio Suite*. Из рисунка видно, что результаты хорошо согласуются, отличия в частотных характеристиках обусловлены неточностью изготовления. Также в компьютерной модели не были учтены электромагнитные потери в металле. Потери в полосе пропускания изготовленного прототипа фильтра составляют 0,25 дБ, что удовлетворяет предъявляемым требованиям.

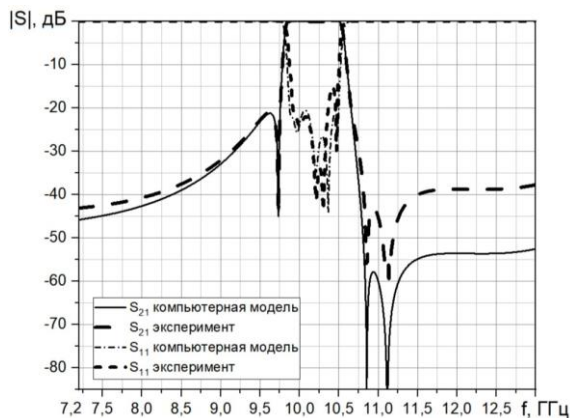


Рис. 12. Сравнение амплитудно-частотных характеристик изготовленного прототипа фильтра и его компьютерной модели.

Fig. 12. Comparison of the amplitude-frequency characteristics of the made prototype of the filter and its computer model

5. Заключение

В работе представлена новая резонансная структура, представляющая собой наклонный и смещенный относительно центра волновода прямоугольный резонатор. Эту структуру можно использовать как составную часть для волноводных квазиэллиптических фильтров более сложных конфигураций. Предложенный резонатор ведет себя как синглет, что означает наличие как передаточного, так и отражающего нулей. Была также обнаружена возможность управления нулями передачи путем изменения геометрических параметров резонатора, таких как угол наклона и смещение относительно центра прямоугольного волновода. Кроме того, был предложен и изготовлен вариант квазиэллиптического фильтра пятого порядка, состоящий из трех предложенных прямоугольных резонаторов и двух индуктивных диафрагм, обеспечивающих связь между резонаторами. Сравнение частотных характеристик изготовленного прототипа и компьютерной модели показало высокую степень соответствия. Кроме того, проведенные эксперименты демонстрируют, что предложенная резонансная структура обладает высокой стабильностью и эффективностью при работе на заданных частотах. Эти результаты важны для дальнейшего совершенствования конструкции и применения в различных высокочастотных устройствах, что открывает перспективы для создания более эффективных СВЧ устройств. Дальнейшее развитие данной темы возможно путем введения в конструкцию классических волноводных фильтров таких наклонных гребней, что даст возможность получить нули передачи и расширить применение известных устройств.

Список литературы

1. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. Том 1. М. : Высшая школа, 1970. 442 с.
2. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. М. : Сов. радио, 1967. 651 с.
3. Маттей Г. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1. М. : Связь, 1971. 439 с.
4. Krutiev S. V., Lonkina D. V., Efremova S. S., Ipatiev A. S., Electrodynamic Analysis and Synthesis of Bandpass Filters on a Rectangular Waveguide with Complex Thin Resonant Diaphragms in the Form of a Double-Shaped C-aperture. In : 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves conf. (RSEMW), June 28, 2021 – July 02, 2021. P. 87–90.
5. Krutiev S. V., Lonkina D. V., Makhno P. V. et al. Design and Fabrication of Compact Waveguide Filter with Complementary Split-ring Resonators (CSRR). In : 2022 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS). April 25–29, 2022. P. 420–424.
6. Zemlyakov V. V., Zargano G. F., Krutiev S. V., Tyaglov M. Y. Electrodynamic Analysis and Synthesis of an Elliptic Filter Based on Complex Resonant Irises in a Rectangular Waveguide // Radiophysics and Quantum Electronics. 2019. Vol. 6. P. 915–923.

7. Zemlyakov V., Krutiev S., Tyaglov M., Shevchenko V. A design of waveguide elliptic filter based on resonant diaphragms with a complex aperture // International Journal of Circuit Theory and Applications, 2019. Vol. 47, iss. 1. P. 55–64.
8. Zemlyakov V. V., Krutiev S. V., Lonkina D. V. The novel waveguide filters on complex multilayered metal-dielectric structures. In : 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS), May 22–25, 2017, St. Petersburg, Russia. P. 2077–2080.
9. Krutiev S. V.; Zemlyakov V. V.; Kleschenkov A. B. Synthesis of Elliptic Filter on Complex Resonant Diaphragms in Rectangular Waveguide. In : 2018 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE). September 27–28, Saratov, Russia. 2018, P. 274–280.
10. Krutiev S. V., Shevchenko A. K., Grizodub A. N., Harchenko D. G. Compact Waveguide Band-Pass Filter on Thick Resonant Metal Diaphragms. In : 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves conf. (RSEMW), June 26–30, 2023. P. 64–67.

Информация об авторах

Шевченко Андрей Константинович, магистрант кафедры радиофизики физического факультета Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Гризодуб Алексей Николаевич, магистрант кафедры радиофизики физического факультета Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Крутиев Сергей Владимирович, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры радиофизики Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Quasi-Elliptic Waveguide Bandpass Filter on Inclined Rectangular Resonators

A. K. Shevchenko, A. N. Grizodub, and S. V. Krutiev

South Federal University

5, Sorge st., Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation

skrutiev@sfedu.ru

Received: May 20, 2024

Peer-reviewed: June 20, 2024

Accepted: June 20, 2024

Abstract: This paper presents the development of a novel resonant structure designed for the creation of compact pseudo-elliptic filters using waveguide technology. The main element of this structure is a resonator consisting of a rectangular ridge. This ridge can be arbitrarily placed and oriented within a rectangular waveguide, providing significant design flexibility. The study details the process of creating and testing a fifth-order inline filter constructed using the proposed resonant structures. Experimental results confirmed the viability of the proposed design and demonstrated that such filters can be successfully fabricated and applied in practice. This work highlights the significance and potential of using new resonant structures to enhance the characteristics of waveguide filters. The application of this technology allows for not only reducing the size of filters but also improving their performance, which is especially important for modern telecommunications systems and other areas requiring high precision and reliability of signals.

Keywords: waveguide, waveguide filter, quasi-elliptic filter, bandpass filter, singlet, transmission zeros, rectangular resonator.

For citation (IEEE): A. K. Shevchenko, A. N. Grizodub, and S. V. Krutiev, "Quasi-Elliptic Waveguide Bandpass Filter on Inclined Rectangular Resonators," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 620–634, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.4.38. (In Russ.).

References

- [1] I. V. Lebedev, *Tekhnika i pribory SVCh*, Moscow : Vysshaya shkola Publ., 1970. (In Russ.).
- [2] A. L. Fel'dshtejn, L. R. Yavich, and V. P. Smirnov, *Spravochnik po elementam volnovodnoy tekhniki*. Moscow : Sov. radio Publ., 1967. (In Russ.).
- [3] G. L. Matthaei, E. M. T. Jones, and L. Young, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, 1963.
- [4] S. V. Krutiev, D. V. Lonkina, S. S. Efremova, and A. S. Ipatiev, "Electrodynamic Analysis and Synthesis of Bandpass Filters on a Rectangular Waveguide with Complex Thin Resonant Diaphragms in the Form of a Double-Shaped C-aperture," in *2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, June 28, 2021 – July 02, 2021, doi: 10.1109/RSEMW52378.2021.9494046.

- [5] S. V. Krutiev, D. V. Lonkina, P. V. Makhno, et al., “Design and Fabrication of Compact Waveguide Filter with Complementary Split-ring Resonators (CSRR),” *2022 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, April 25–29, 2022, doi: 10.1109/PIERS55526.2022.9792588.
- [6] V. V. Zemlyakov, G. F. Zargano, S. V. Krutiev, and M. Y. Tyaglov, “Electrodynamic Analysis and Synthesis of an Elliptic Filter Based on Complex Resonant Irises in a Rectangular Waveguide,” *Radiophysics and Quantum Electronics*, vol. 61, pp. 915–923, 2019, doi: 10.1007/s11141-019-09947-0.
- [7] V. Zemlyakov, S. Krutiev, M. Tyaglov, and V. Shevchenko “A design of waveguide elliptic filter based on resonant diaphragms with a complex aperture,” *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 47, iss. 1, pp. 55–64, 2019, doi: <https://doi.org/10.1002/cta.2566>.
- [8] V. V. Zemlyakov, S. V. Krutiev, and D. V. Lonkina “The novel waveguide filters on complex multilayered metal-dielectric structures” in *2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS)*, May 22–25, 2017, St. Petersburg, Russia, doi: 10.1109/PIERS.2017.8262092.
- [9] S. V. Krutiev, V. V. Zemlyakov, and A. B. Kleschenkov, “Synthesis of Elliptic Filter on Complex Resonant Diaphragms in Rectangular Waveguide,” in *2018 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE)*, September 27–28, 2018, Saratov, Russia, doi: 10.1109/APEDE.2018.8542292.
- [10] S. V. Krutiev, A. K. Shevchenko, A. N. Grizodub, and D.G. Harchenko, “Compact Waveguide Band-Pass Filter on Thick Resonant Metal Diaphragms,” in *2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, June 26–30, 2023, doi: 10.1109/RSEMW58451.2023.10202055.

Information about the authors

Andrey K. Shevchenko, Master’s student, Department of Radiophysics, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Alexey N. Grizodub, Master’s student, Department of Radiophysics, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Sergey V. Krutiev, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor of the Department of Radiophysics of the Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 7, no. 4, pp. 635–655, 2024.

Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 635—655.

ISSN: 2587-9936

DOI: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.4.39

УДК 621.396.67

Исследование антенн малых космических аппаратов

Мельниченко О. И., Комиссарова Е. В.

*Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана
(национальный исследовательский университет)*

*2-я Бауманская улица, д. 5, Москва, 105005, Российская Федерация
moi19l061@student.bmstu.ru*

Получено: 4 июня 2024 г.

Отрецензировано: 20 июня 2024 г.

Принято к публикации: 20 июня 2024 г.

Аннотация: В работе проведен обзор тенденций в области создания антенн малых космических аппаратов, проанализированы конструкции антенн и используемые в них материалы, на основании полученных данных выбран вариант построения двухдиапазонной слабонаправленной микрополосковой печатной антенны для космического аппарата типа «CubeSat». Разработана антенна, работающая на волнах с круговой поляризацией электромагнитного поля в диапазонах рабочих частот L1 (1575,42 МГц) и L2 (1227,60 МГц) системы глобального позиционирования GPS. Для каждого из рабочих диапазонов частот L1 и L2 проведено электродинамическое моделирование антенны, оптимизирована геометрия и размещение каждого из излучателей на подложке. Оптимизация проводилась с учетом требуемого значения коэффициентов эллиптичности выше 0,7 в пределах рабочих полос частот для двух диапазонов не менее 2,06 МГц и ширины диаграммы направленности по уровню половинной мощности не менее 90°.

Ключевые слова: круговая поляризация, слабонаправленная антенна, CubeSat, система глобального позиционирования GPS, электродинамическое моделирование, оптимизация, коэффициент эллиптичности.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Мельниченко О. И., Комиссарова Е. В. Исследование антенн малых космических аппаратов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2024. Т. 7, № 4. С. 635—655.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Мельниченко, О. И. Исследование антенн малых космических аппаратов / О. И. Мельниченко, Е. В. Комиссарова // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2024. — Т. 7, № 4. — С. 635—655.

1. Введение

На фоне наметившегося в начале этого века бурного роста количества выводимых на орбиту космических аппаратов (КА) одной из главных задач для их разработчиков становится обеспечение высокоскоростного непрерывного обмена информацией между спутниками и наземными пунктами управления, что продиктовано необходимостью одновременного выполнения множества задач, таких как мониторинг космического радиационного фона, оперативная передача данных о чрезвычайных происшествиях в районе зондирования поверхности Земли, слежение за состоянием ионосферы Земли и т. п. В связи с этим при разработке антенн малых КА необходимо учитывать ряд требований, предъявляемых как к электрическим характеристикам, так и к конструктивным особенностям и технологии их изготовления [1]. Так, антенны малых КА должны обладать малым коэффициентом отражения в пределах рабочего диапазона частот, предпочтительно работать на круговой поляризации, при этом для исключения влияния взаимной ориентации антенн КА и наземных пунктов управления коэффициент эллиптичности (КЭ) не должен быть ниже 0,7. При выборе типа антенны необходимо учитывать условия эксплуатации системы в космическом пространстве и большие перегрузки при выводе КА на орбиту, т. е. при изготовлении антенны необходимо применять прочные и термостабильные материалы, а конструкция должна быть достаточно простой, обеспечивать высокую повторяемость характеристик и обладать требуемой виброустойчивостью.

В начале XXI века наметилась тенденция массового применения малых КА типа *CubeSat* или *NanoSat* для решения задач связи и навигации, что диктует ужесточение требований к массогабаритным характеристикам их антенных систем (АС) вплоть до введения ограничений на размеры последних на уровне $80 \times 80 \times 10 \text{ мм}^3$ и менее. Таким образом, актуальной является задача разработки конструктивно простых малогабаритных многодиапазонных антенн с круговой поляризацией электромагнитного поля для малых космических аппаратов, имеющих высокий коэффициент эллиптичности в пределах ширины диаграммы направленности и требуемой полосы рабочих частот.

2. Обзор существующих конструкций и материалов печатных антенн космических аппаратов

В настоящее время вывод на орбиту малых космических аппаратов производится в специальных контейнерных отсеках [2—5], а, следовательно, высокие требования предъявляются к их габаритным размерам,

что автоматически приводит к повышению требований к массогабаритным характеристикам антенных систем. В связи с этим становится нецелесообразным применение классических типов антенн КА, таких как рупорные либо спиральные, которые обладают требуемыми электрическими характеристиками, в частности высоким КЭ в достаточно широкой рабочей полосе частот, однако имеют большие габаритные размеры и вес. Выходом из сложившейся ситуации является применение микрополосковых печатных или патч-антенн (МПА), которые при своей компактности и технологичности обладают низкой себестоимостью изготовления и при этом обеспечивают удовлетворительные электрические характеристики [6—8]. При этом следует отметить, что одновременно с уменьшением габаритных размеров антенны возрастает влияние технологических процессов ее изготовления на электрические характеристики.

На сегодняшний день существуют различные варианты конструктивного исполнения полосковых антенн, построенных как на несимметричных полосковых линиях, так и выполненных в виде вибраторных и спиральных антенн в полосковом исполнении. На рис. 1 представлена квадрофилярная антенна, работающая на волнах с круговой поляризацией электромагнитного поля, выполненная в печатном исполнении и обеспечивающая требуемый коэффициент эллиптичности в пределах главного лепестка в широкой полосе рабочих частот при ширине ДН по уровню половинной мощности, превышающей 90° . Существуют различные способы питания таких антенн как с использованием микрополосковой линии с торцевой стороны антенны, так и подключением к верхним печатным проводникам коаксиального кабеля [9—11]. Однако такие антенны не удовлетворяют требованиям, предъявляемым к продольным габаритам антенны МКА.



Рис. 1. Конструкции печатных спиральных бортовых антенн дециметрового диапазона систем ГЛОНАСС.

Fig. 1. Designs of printed helical onboard antennas for the UHF range of GLONASS systems

В работе [20] представлены исследования двухдиапазонной антенны, работающей на волнах с круговой поляризацией электромагнитного

поля для морского терминала спутниковой системы связи *Argos-3*. Конструкция и макет антенны представлены на рис. 2. Антенна работает в УВЧ диапазоне и обеспечивает рабочую полосу частот порядка 110 кГц с КСВн не более 2 в пределах рабочей полосы. Такая конструкция патч-антенны удовлетворяет требованиям, предъявляемым к массогабаритным характеристикам антенн малых КА и является предметом исследования в настоящей работе.

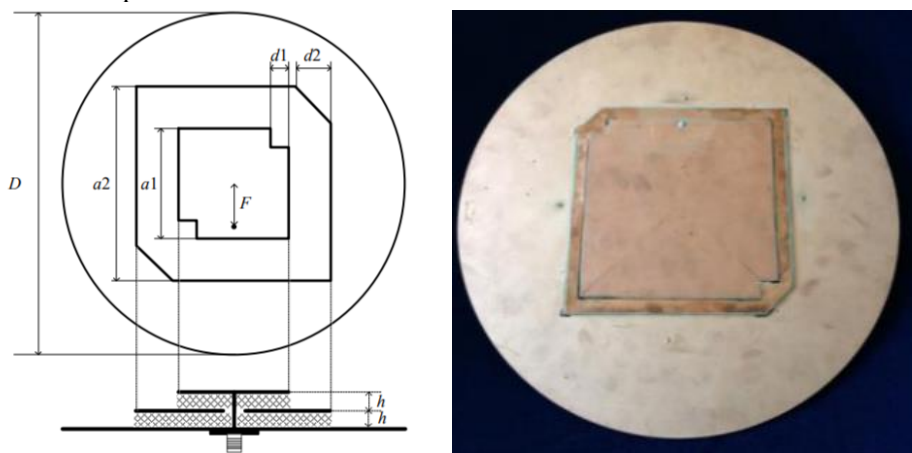


Рис. 2. Конструкция двухдиапазонной антенны для морского терминала спутниковой системы связи *Argos-3*.

Fig. 2. Design of a dual-band antenna for the marine terminal of the *Argos-3* satellite communication system

С целью обеспечения функционирования антенн в условиях космического пространства, в том числе в отсутствие радиопрозрачных укрытий, к материалам, используемым при их изготовлении, предъявляются особые требования в области устойчивости к температурным, вибрационным и радиационным воздействиям. Анализ доступных на рынке материалов показывает, что всем выше перечисленным требованиям соответствуют зарубежные стеклотекстолиты *FR4* и СВЧ-материалы на основе керамики, выпускаемые компанией *Rogers Corporation*, а также отечественные СВЧ-керамика поликор, фольгированные СВЧ-материалы фторопласт ФАФ-4Д и ФЛАН [1—3]. Последний представляет собой листовой арилокс, наполненный фенилен-оксидом, и в силу доступности и широкого ряда номиналов значений относительной диэлектрической проницаемости ϵ_r является одним из наиболее широко применяемых, вследствие чего выбран в качестве подложки разрабатываемой микрополосковой двухдиапазонной антенны малого КА.

3. Исследование двухдиапазонной печатной антенны круговой поляризации

Микрополосковые антенны обладают рядом достоинств, к которым, прежде всего, относятся малые габаритные размеры, масса и технологичность. Однако при их разработке необходимо учитывать ряд существенных недостатков, таких как узкополосность антенны (ширина рабочей полосы частот, как правило, не превышает 1 % от центральной частоты), а также сложность получения высокого коэффициента эллиптичности в пределах ширины диаграммы направленности антенны по уровню половинной мощности. Эти недостатки объясняются резонансными свойствами МПА, а также наличием потерь в диэлектрике, металле и на излучение. Каждая из этих составляющих зависит от частоты, геометрических и электрофизических параметров антенны [12].

В ходе обзора существующих технических решений выявлены следующие основные моменты, связанные с вопросами широкополосного согласования МПА. Наибольшее внимание требуется уделять выбору оптимальной формы печатных излучателей, толщины и диэлектрической проницаемости подложки, а также использованию емкостной связи питающей линии и излучающего элемента и применение многослойной конфигурации патч-антенн (*stacked patch antenna*) [13—16]. При этом рекомендуется комбинировать вышеперечисленные решения, поскольку, например, использование более «толстых» подложек при значениях относительной диэлектрической проницаемости материала ϵ_r в пределах от 2 до 6, имеет ограниченные возможности, связанные с возбуждением высших типов волн и увеличения кроссполяризационных составляющих электромагнитного поля, что приводит к резкому снижению эффективности излучения антенны. Для устранения волн высших типов, как правило, применяются вставки в виде локальных неоднородностей из поглощающего материала [15—17], размещаемых в точках их возбуждения. Это снижает технологичность разрабатываемой конструкции МПА и приводит к повышению неоднородности материала вследствие изменения его структуры, а, следовательно, влияет на коэффициент теплового расширения, что недопустимо в условиях жестких перепадов температур на борту КА.

Высокие требования к коэффициенту эллиптичности излучаемого электромагнитного поля обосновывают необходимость применения комплексного подхода в процессе проектирования микрополосковой антенны, работающей в полосе частот, превышающей 1 %. Как показывает практика, в таких случаях МПА строят по схеме «этажерочного» типа, когда антенны, работающие в различных диапазонах частот, располагают друг над

другом в верхнем и нижнем слоях диэлектрика. Для таких МПА некоторое увеличение коэффициента эллиптичности возможно за счет использования двухточечной схемы питания по диагонали излучающего микрополоска со сдвигом фаз между точками питания, равным 90° .

При моделировании МПА излучаемое антенной поле рассматривается как поле, возбуждаемое магнитными токами, текущими вдоль боковых граней антенны. Структура силовых линий в случае однодиапазонной прямоугольной полуволновой МПА и распределение амплитуды электрического поля по осям показаны на рис. 3. Следует отметить, что токи, текущие вдоль осей X и Y , создаются разными типами волн, возбуждаемыми в МПА. Волна E_{01} возбуждает токи вдоль оси Y — I_y , а волна типа E_{10} — токи I_x вдоль оси X . В результате в центре патч-антенны наблюдается узел электрического поля E и максимум электрического тока I . Таким образом, одновременное возбуждение волн типов E_{01} и E_{10} со сдвигом фаз на 90° обеспечивает формирование электромагнитного поля круговой поляризации. Практически это обеспечивается специальными схемами возбуждения МПА, наиболее распространенными из которых являются одно- и двухточечное возбуждение ортогональными типами электромагнитного поля [17—20]. Однако схема двухточечного возбуждения МПА при своей эффективности является довольно узкополосной и сложной, поскольку требует введения в конструкцию дополнительного слоя с кольцевым или Т-образным делителем мощности, как показано на рис. 4.

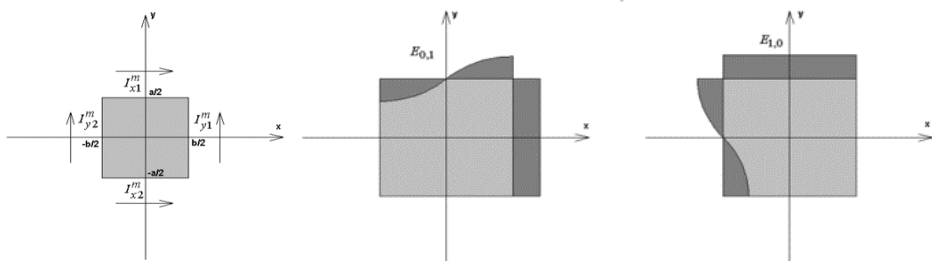


Рис. 3. Структура магнитных токов и электрического поля однодиапазонной прямоугольной МПА.

Fig. 3. Structure of magnetic currents and electric field of a single-band rectangular microstrip antenna

Схема с одноточечным способом возбуждения МПА проста и технологична, но требует комплексного подхода при определении оптимальной точки подключения микрополосковой линии либо коаксиального волновода к патч-антенне. На рис. 5 представлены примеры реализации схемы одноточечного питания МПА. По типу расположения точки питания

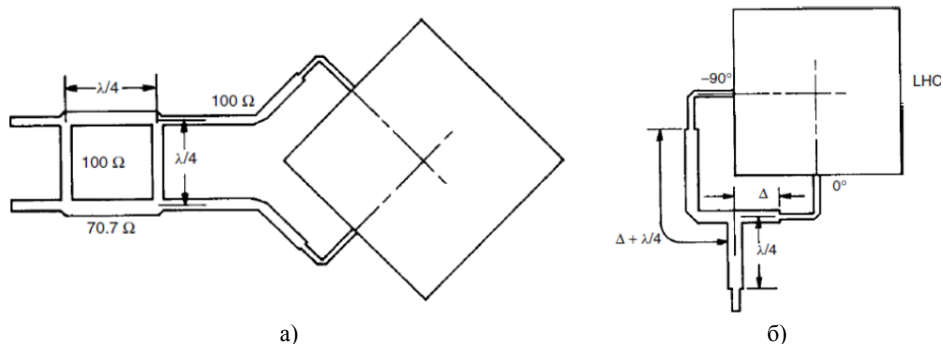


Рис. 4. Двухточечные схемы питания МПА полосковыми линиями с мостовыми делителями.
 Fig. 4. Two-point circuits for powering a microstrip antenna using strip lines with bridge dividers

они делятся на А — размещение точки питания на одной из осей патча, Б — на одной из диагоналей. Принцип работы состоит в следующем. При смещении точки питания линии передачи, в качестве которой, как правило, используется коаксиальный волновод, в антенне возможно существование двух взаимно ортогональных в пространстве колебаний, как и в случае возбуждения антенны ортогонального типами волн. Исходя из формирования излучения круговой поляризации электромагнитного поля в МПА на бесконечном проводящем экране, резонансные частоты f_1 и f_2 определяются соответствующими геометрическими размерами МПА по осям X — размером L_x и Y — размером L_y :

$$f_{1,2} = \frac{c}{2 \cdot L_{x,y} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

В выражении (1) c — скорость света в свободном пространстве. Резонансные частоты f_1 и f_2 , определяющие размеры L_x и L_y выбираются из условия отсутствия эффекта взаимного подавления ортогональных типов колебаний, а положение точки возбуждения электромагнитных волн определяется требованием возбуждения ортогональных типов колебаний в соответствии с условием их возбуждения для печатного резонатора. При этом на средней частоте $f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$ сдвиг фаз колебаний должен быть равен 90° , а разность частот $\Delta f = f_1 - f_2$ регулируется толщиной и диэлектрической проницаемостью подложки. При близких значениях амплитуды колебаний на средней частоте f_0 антенна излучает и принимает электромагнитное поле круговой поляризации со значением КЭ, близким к единице. Равенство амплитуд также реализуется выбором точки возбуждения и подбором соответствующих размеров L_x и L_y .

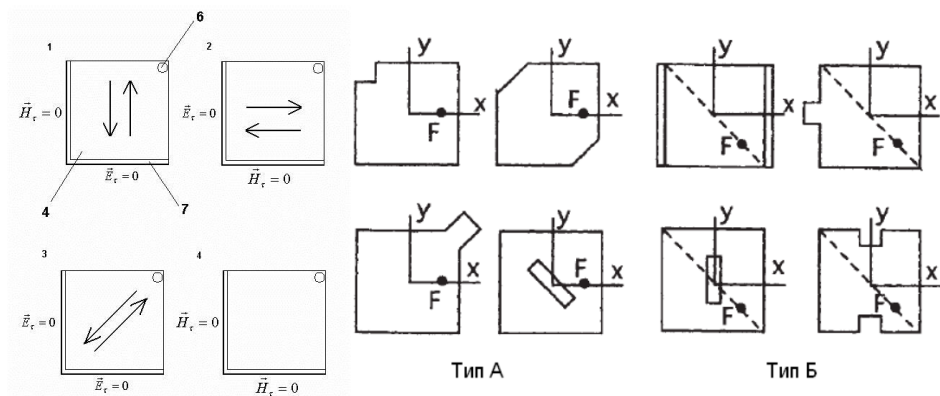


Рис. 5. Схемы одноточечного питания простых МПА круговой поляризации.

Fig. 5. Single-point feeding circuits for simple microstrip circularly polarized antennas

В случае двухдиапазонных МПА «этажерочного» типа, согласуемых на несколько рабочих частотах, задача выбора оптимального положения точки питания усложняется вследствие взаимного влияния микрополосковых антенн, размещенных в верхнем и нижнем слоях, которое существенно уменьшает возможность получения высокого коэффициента эллиптичности в полосе частот более 1 % от центральной частоты рабочего диапазона. На сегодняшний день применяются различные технические решения, направленные на повышение КЭ в МПА. Например, в работах [21—26] описаны конструкции «мультивибраторного» типа, улучшение согласования в которых достигается путем введения закорачивающих штырей от заземляющего полотна к МПА, имеющих различную конфигурацию: от прямоугольных со сложными вырезами, показанных на рисунке 6а, до эллиптических лепестковых, изображенных на рисунке 6б [24] или круглых, называемых также антеннами типа «бабочка», эскиз которой приведен на рисунке 6в) [25, 26].

Несмотря на то, что подобные решения являются весьма эффективными и позволяют расширить рабочий диапазон частот, в пределах которого возможно повышение КЭ до значений порядка 0,7, на практике приходится выдерживать высокие требования, предъявляемые к точности их изготовления. Более простые и эффективные способы повышения КЭ описаны в работах [16—20] и заключаются в изготовлении патч-антенн со срезанными углами, как показано на рисунках 7а и 7б, либо с использованием согласующих щелей, как изображено на рисунке 7в. Повышение КЭ в таких конструкциях осуществляется за счет сложения волн ортогональных поляризаций, возбуждаемых под углом 45° относительно осей

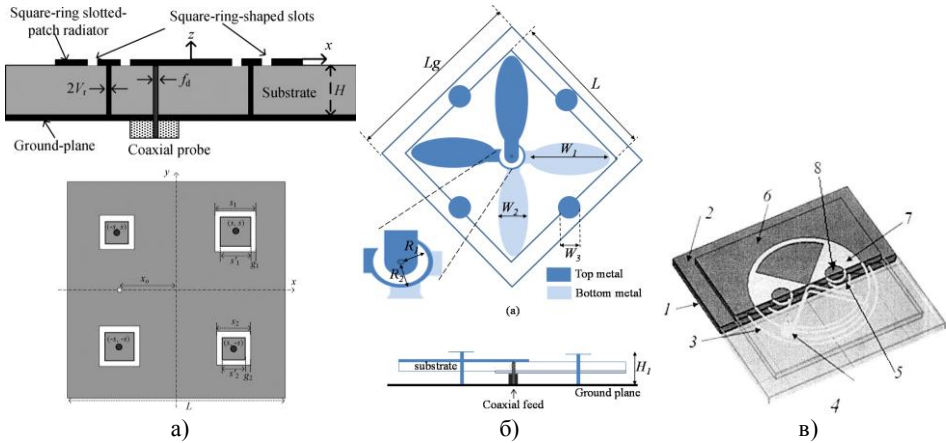


Рис. 6. Конструкции двухдиапазонных МПА круговой поляризации со сложной геометрией структуры.

Fig. 6. Designs of dual-band microstrip circularly polarized antennas with complex structure geometry

симметрии антенны, в результате чего излучается волна с круговой поляризацией. Для таких антенн по-прежнему актуальной является задача взаимного влияния антенн, работающих в разных диапазонах частот, решение которой решается путем электродинамического моделирования МПА, подбора методом последовательных приближения взаимного расположения антенн и точки питания, а также формы и размеров срезов на краях антенн, введением согласующих вырезов и щелей, как правило, L- или Т-образных, располагаемых симметрично относительно центра МПА или точки питания.

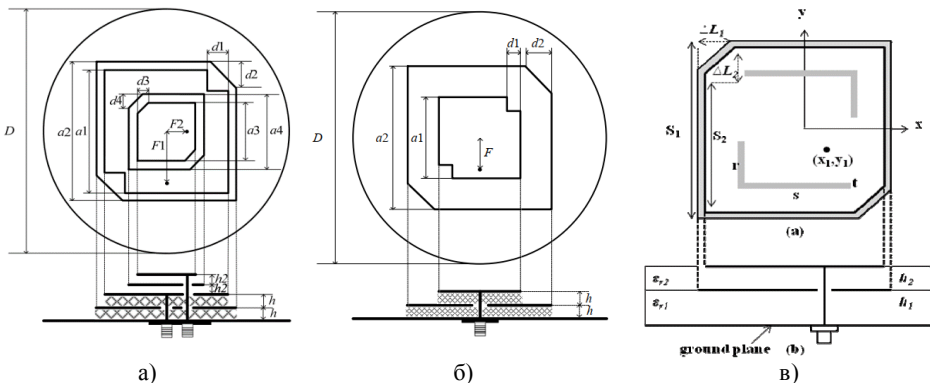


Рис. 7. Микрополосковые четырехдиапазонные (а) и двухдиапазонные МПА со срезами углами (б) и согласующими щелями (в).

Fig. 7. Microstrip quad-band (a) and dual-band microstrip antennas with cut corners (б) and matching slots (в)

4. Исследование модели МПА круговой поляризации электромагнитного поля

Расчет и оптимизация основных характеристик МПА выполнены в пакете прикладных программ, позволяющем учитывать как реальные характеристики материалов, применяемых при изготовлении антенны, так и краевые эффекты. За основу исследуемой модели принята конструкция, приведенная в [18] и представляющая собой «этажерочную» МПА с двумя прямоугольными патч-антеннами без срезов, как показано на рис. 8.

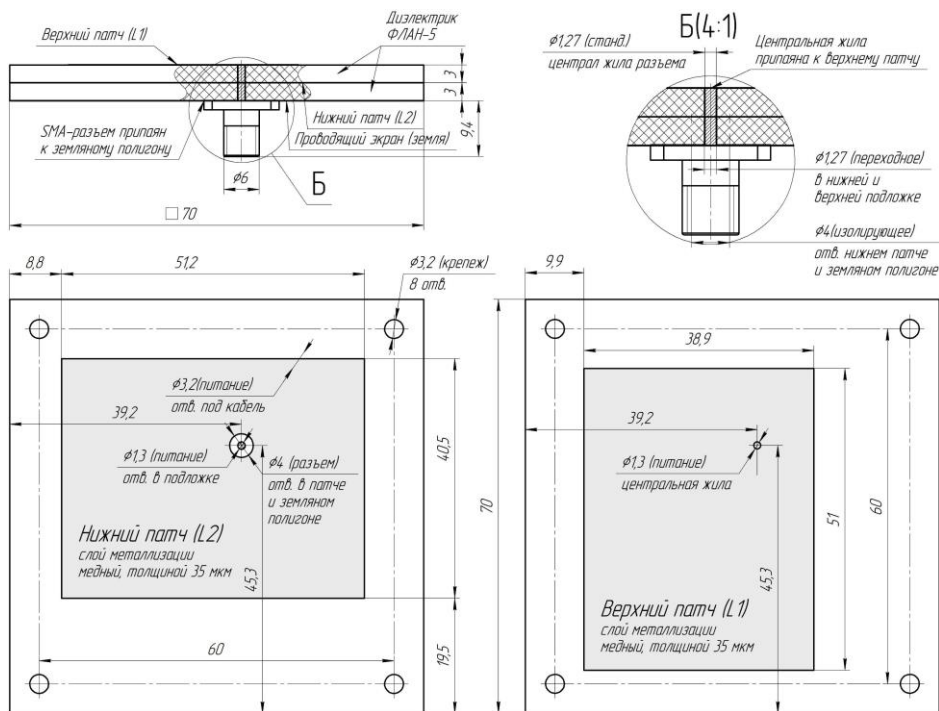


Рис. 8. Прототип микрополосковой антенны.

Fig. 8. Microstrip antenna prototype

Верхняя микрополосковая антенна согласована на центральную частоту рабочего диапазона GPS L1 $f_1=1575,42$ МГц, нижняя — на центральную частоту рабочего диапазона GPS L2, равную $f_2=1227,6$ МГц. Круговая поляризация электромагнитного поля достигается суперпозицией двух ортогональных электромагнитных волн на центральной частоте рабочего диапазона (L1 либо L2), формируемых путем подбора размеров и взаимно-

го несимметричного расположения точки питания и патч-антенн. В качестве основного материала подложки выбран листовой фольгированный диэлектрик ФЛАН-5 с относительной проницаемостью $\epsilon_r = 5$ и объемной плотностью $\rho = 2,1 \text{ г/см}^3$. Выбор диэлектрика обусловлен сочетанием доступности и характеристиками, удовлетворяющим условиям эксплуатации. Значение диэлектрической проницаемости материала дает возможность уменьшения взаимного влияния верхнего и нижнего излучателей и, как следствие, некоторого расширения полосы рабочих частот за счет увеличении толщины диэлектрической подложки. Это также способствует уменьшению потерь при возникновении кроссполаризационной составляющей и повышению коэффициента эллиптичности.

На рисунке 9 представлен результат расчета амплитудного распределения электрического поля в базовой модели, а на рисунке 10 – рассчитанные зависимости КСВн для каждого из излучателей в рабочих диапазонах частот L1 и L2.

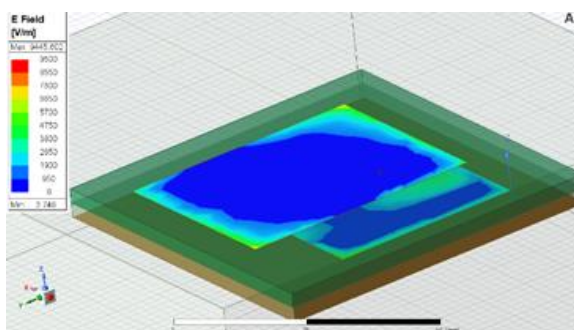


Рис. 9. Картина распределения электрического поля базовой модели.

Fig. 9. Electric field distribution picture of the base model

Следует отметить, что базовая конструкция МПА устойчива к девиации размеров, вызванной погрешностями изготовления в пределах $\pm 0,1 \text{ мм}$, однако не удовлетворяет требованиям по значению КСВн $\leq 1,2$ в полосах рабочих частот ($f_{1,2} \pm 1,03$) МГц.

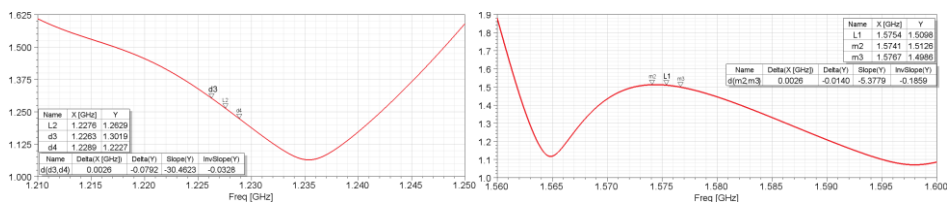


Рис. 10. Зависимость КСВн от частоты базовой модели двухдиапазонной МПА.

Fig. 10. Dependence of VSWR on frequency of the basic model of a dual-band microstrip antenna

На рис. 11 приведены результаты расчета диаграмм направленности и коэффициента эллиптичности в зависимости от угломестной угловой координаты для базовой конструкции двухдиапазонной антенны. Как следует из представленных характеристик, для такой конструкции не удастся обеспечить требуемое значение коэффициента эллиптичности в пределах заданной ширины ДН по уровню половинной мощности.

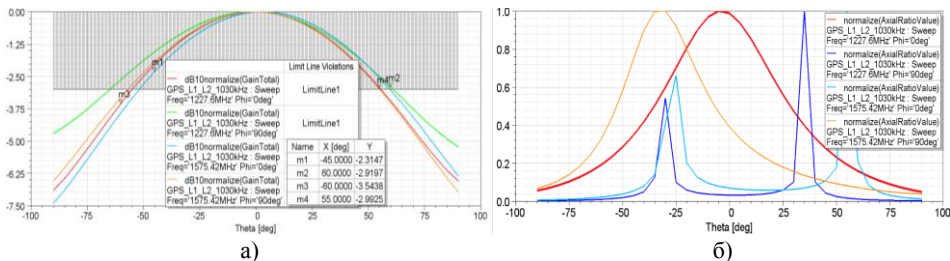


Рис. 11. Характеристики в угломестной плоскости базовой модели МПА: диаграмма направленности (а) и коэффициент эллиптичности (б).

Fig. 11. Characteristics in the elevation plane of the basic model of a microstrip antenna: radiation pattern (a) and ellipticity coefficient (b)

С целью реализации поставленной задачи по результатам обзора и сопоставления данных принято решение модифицировать исходную модель патч-антенны срезанными углами, как показано на рис. 12.

Исследовано влияние изменения угла среза в пределах от 45° до 90° на КСВн в пределах рабочей полосы частот и коэффициенты эллиптичности в пределах главного лепестка ДН. По результатам расчетов удалось достичь значений КСВн $\leq 1,2$ в рабочих полосах частот $L1$ и $L2$ и коэффи-

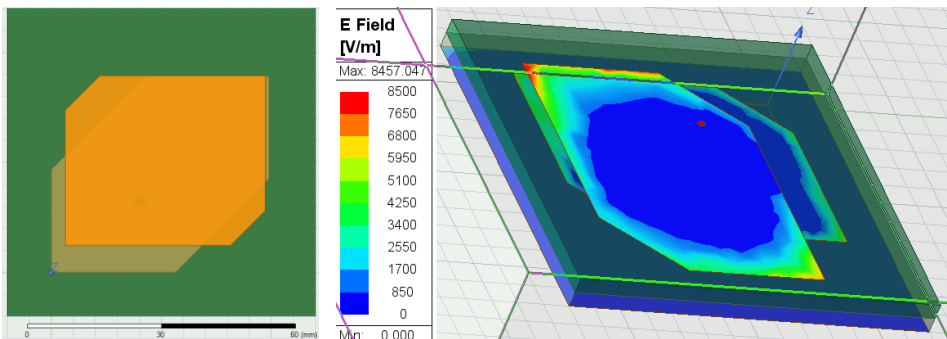


Рис. 12. МПА с подрезанными патчами и картина распределения электрического поля на их поверхности.

Fig. 12. Microstrip antenna with cropped patches and the pattern of electric field distribution on their surface

циентов эллиптичности порядка 0,7 в секторе углов места $\pm 45^\circ$. Следует отметить, что на частотах рабочих диапазонов $L1$ и $L2$ двухдиапазонная антенна излучает волны с поляризацией, близкой к круговой, как показано на рис. 13, при этом эллипсы поляризации ориентированы в ортогональных плоскостях $\varphi = 0^\circ$ и $\varphi = 90^\circ$. Таким образом, для обеспечения одновременной работы МПА в двух диапазонах частот в режиме круговой поляризации требуется поочередная переориентация КА с целью совмещения плоскостей поляризации электромагнитной волны для передающей и приемной антенн, что нецелесообразно. Решение проблемы возможно, если обеспечить запаздывание возбуждаемых волн по фазе на 90° путем установки поглощающей вставки, например, в виде кольца, равного диаметру коаксиального разъема, в точке питания верхней либо нижней патч-антенны, как показано на рис. 14а. В качестве поглотителя выбран материал марки ЗИПСИЛ с параметрами $\epsilon_r = 1,1$; $\mu_r = 1$, $\text{tg}\delta_\epsilon = 0,9$, $\sigma = 500 \text{ См/м}$. Как следует из расчетов, приведенных на рис. 14б, на практике добиться желаемого результата без дополнительных потерь на отражение не представляется возможным. В качестве дальнейшей модификации такой структуры возможно применение дополнительных поглощающих вставок вблизи точек возбуждения волн высших типов, расположенных преимущественно в срезанных углах патч-антенны. Тогда поглощение на небольших вставках волн высших типов, возбуждающих кроссполяризационную составляющую, позволит увеличить КЭ до требуемых значений. Однако помимо очевидного снижения технологичности производства МПА, данное решение приведет к ухудшению вибро-механической устойчивости подложки МПА ввиду несовпадения основных механических характеристик диэлектрика и поглотителя, в частности, плотности и коэффициента теплового расширения, что недопустимо с учетом больших вибрационных нагрузок и перепадов рабочих температур в пределах от минус 70 до $+70^\circ\text{C}$.

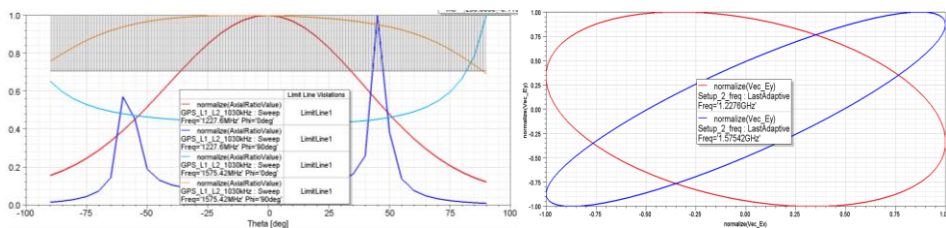


Рис. 13. КЭ в пределах ДН и ортогональные эллипсы поляризации для МПА с подрезанными патчами.

Fig. 13. Ellipticity coefficient within the pattern and orthogonal polarization ellipses for a microstrip antenna with cropped patches

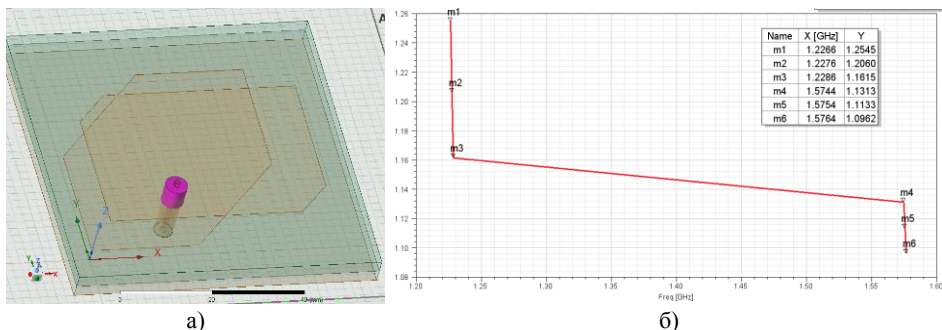


Рис. 14. МПА со вставкой поглотителя: модель (а) и зависимость КСВн в полосе рабочих частот GPS L1 и L2 (б).

Fig. 14. Microstrip antenna with absorber insert: model (a) and VSWR dependence in the operating frequency band of GPS L1 and L2 (б)

В ходе исследований проведена оптимизация конструкции по критерию минимального КСВн в полосах рабочих частот при требуемом КЭ более 0,7 в пределах главного лепестка ДН. В частности, изменена форма среза МПА. Эскиз антенны приведен на рис. 15. Полученные значения КСВн не превышают 1,2 в рабочих полосах частот ($f_{1,2} \pm 1,03$) МГц, как показано на рис. 16. В дальней зоне антенны формируются диаграммы направленности шириной в угломестной плоскости не менее 100° , график зависимости приведен на рис. 17. Зависимость коэффициента эллиптичности от угловой координаты приведена на рис. 18. Как следует из приведенных графиков, коэффициент эллиптичности превышает 0,7 в пределах ширины главного лепестка ДН по уровню половинной мощности $\pm 50^\circ$ от нормали к плоскости антенны. Двухдиапазонный режим работы обеспечивается «этажерочной» структурой, в которой патч-антенна верхнего слоя является плоским резонатором, согласованным в рабочем диапазоне частот L1 ($f_1 \pm 1,03$) МГц, питание антенны осуществляется центральным проводником коаксиального волновода. МПА нижнего слоя, работающая в рабочем диапазоне частот L2 ($f_2 \pm 1,03$) МГц, возбуждается токами, наводимыми полем антенны верхнего слоя, при этом для уменьшения их взаимного влияния толщина подложки обоих слоев составляет 3 мм и выполнена на диэлектрике ФЛАН-5. Высокая эллиптичность поля обеспечивается суперпозицией двух основных ортогональных колебаний в обоих рабочих диапазонах частот, причем форма вырезов, их размер, а также относительное расположение антенн и точек питания обеспечивает совпадение эллипсов поляризации. В силу простоты конструкции и однородности используемых материалов разработанная МПА технологична, а изменение размеров в пределах $\pm 0,1$ мм не приводит к значительному ухудшению основных характеристик.

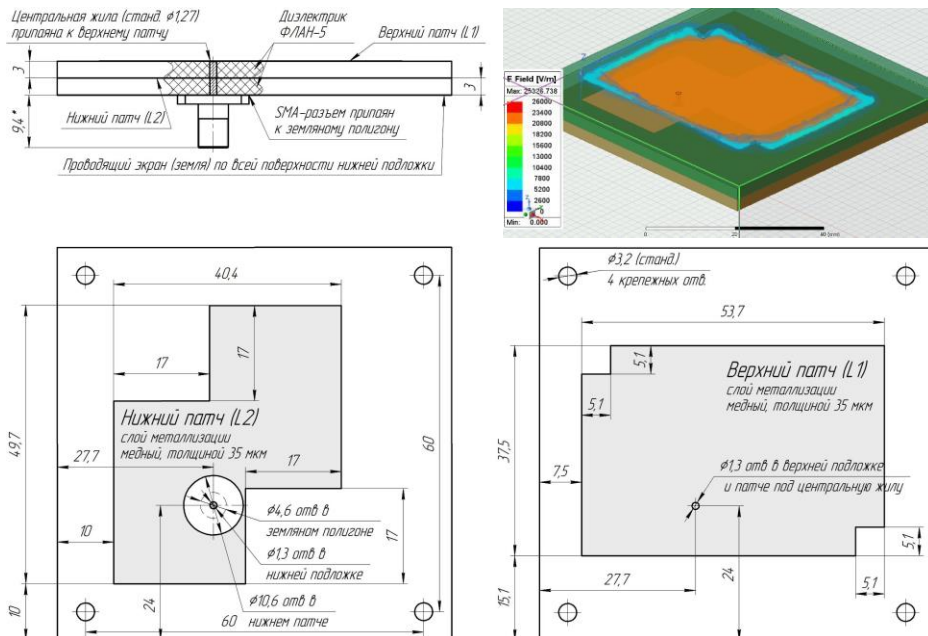


Рис. 15. Эскиз МПА диапазонов GPS L1 L2 и картина распределения электрического поля в модели.

Fig. 15. Sketch of a microstrip antenna for the GPS L1 L2 ranges and a picture of the electric field distribution in the model

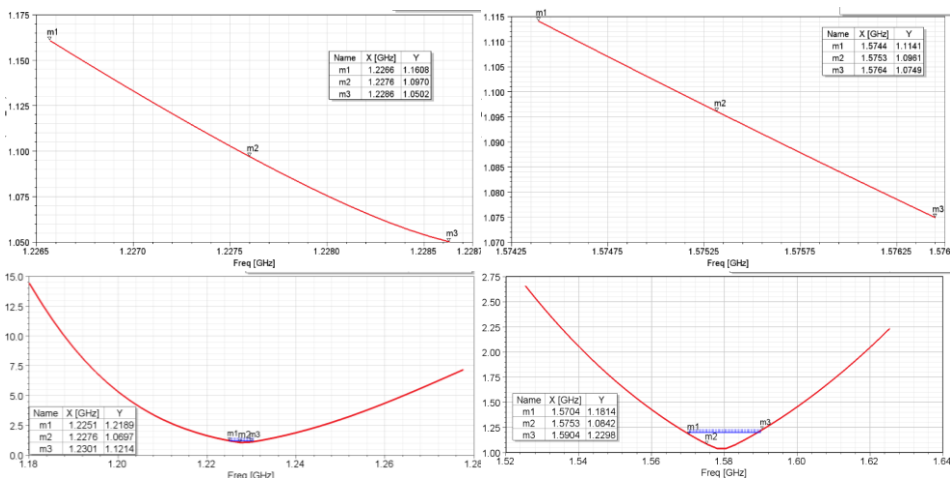


Рис. 16. Зависимость КСВн в рабочей полосе частот для исследуемой МПА.

Fig. 16. Dependence of VSWR in the operating frequency band for the microstrip antenna under study

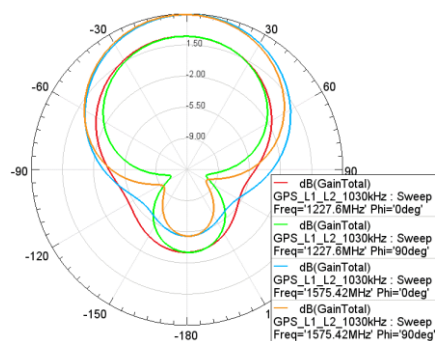


Рис. 17. Нормированная ДН МПА на центральных и граничных частотах рабочих диапазонов GPS L1 и L2.

Fig. 17. Normalized pattern of a microstrip antenna at the central and boundary frequencies of the GPS operating ranges L1 and L2

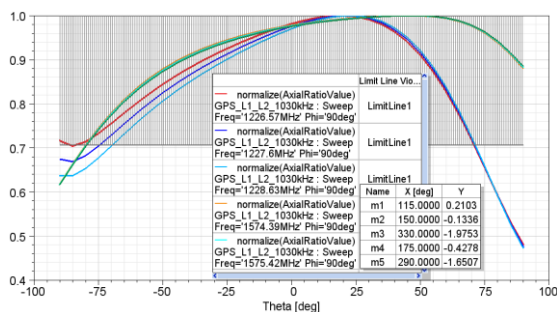


Рис. 18. Нормированный КЭ в пределах главного лепестка ДН исследуемой МПА для центральных и граничных частот диапазонов GPS L1 L2 с полосой 2,06 МГц.

Fig. 18. Normalized FE within the main lobe of the pattern of the studied MSA for the central and boundary frequencies of the GPS L1 L2 ranges with a bandwidth of 2.06 MHz

Полученные значения электрических характеристик МПА сведены в таблицу 1.

Таблица 1. Сводные характеристики исследованных двухдиапазонных МПА круговой поляризации.

Table 1. Summary characteristics of the studied dual-band microstrip circularly polarized antennas

Характеристики антенн трех конфигураций	Базовая модель	Модель со срезами	Итоговая МПА
Габариты АС без SMA-разъема, мм	70×70×6 (2 пластины диэлектрика с экраном)		
S_{11} в полосе 2 % GPS L1 и L2 не более, дБ	-22,9 / -23	-12,1 / -16,8	-22,3 / -24,8
КСВн в полосе 2 % GPS L1 и L2 не более	1,11 / 1,09	1,67 / 1,56	1,67 / 1,56
КНД в полосе 2 % GPS L1 и L2 ($\theta = 0^\circ$), дБ	$\leq 4 / 2$	$\leq 4,8 / 2,5$	$\leq 4,1 / 2,4$
Полоса L1 и L2 по уровню КСВн = 1,2, МГц	28 / 6	25 / 8	200 / 60
Ширина ДН $\Delta\theta$ по уровню -3дБ, не менее	92°	91°	100°
КЭ на частотах GPS L1 и L2, нормированный	$\leq 0,3 / 0,65$	$\leq 0,4 / 0,7$	$\geq 0,8$

5. Заключение

В результате проведенных исследований проанализированы перспективные конструкции микрополосковых печатных антенн для малых космических аппаратов типа *CubeSat*. Сформулированы основные требования к таким МПА, а также их требования к массо-габаритным и электрическим характеристикам. На основе анализа существующих конструкций многодиапазонных МПА круговой поляризации определена базовая модель, модификация которой проведена в пакете прикладных программ электродинамического моделирования. Разработанная двухдиапазонная микрополосковая антенна работает на волнах с круговой поляризацией электромагнитного поля в диапазонах рабочих частот *GPS L1* и *L2* ($f_{1,2} \pm 1,03$) МГц и имеет коэффициент эллиптичности не менее 0,7 в пределах главного лепестка ДН шириной по уровню половинной мощности не менее 100°. Исследование влияния технологических погрешностей изготовления МПА позволяет сделать вывод об устойчивости электрических характеристик к изменениям размеров в пределах технологических допусков $\pm 0,1$ мм, что обеспечивает возможность ее установки на малых КА типа *CubeSat* благодаря относительно малой стоимости изготовления по печатной технологии.

Список литературы

1. Гаджиев Э. В. УКВ антенны малых космических аппаратов : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.07. Москва, 2016. 152 с.
2. Орбитальная группировка малых КА космической системы «Ионозонд» / В. П. Ходненко, А. В. Хромов, А. Н. Запорожцев [и др.] // Известия РАН. Энергетика. 2015. № 1. С. 139—148.
3. Бочаров В. С., Генералов А. Г., Гаджиев Э. В. Особенности бортовых антенно-фидерных устройств космических аппаратов. В сб. : Материалы научно-технического семинара «Перспективы развития антенно-фидерных устройств летательных аппаратов». Истра : ОАО «НИИЭМ», 2013. С. 55—58.
4. Макриденко Л. А., Боярчук К. А. Микроспутники. Тенденция развития. Особенности рынка и социальное значение // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. 2005. Т. 102. С. 12—27.
5. Анализ современных возможностей создания малых космических аппаратов для дистанционного зондирования Земли / Севастьянов Н. Н., Бранец В. Н., Панченко В. А. и др. В сб. : Сборник статей МФТИ. 2009. Т. 1, № 3. С. 14—22.
6. Бочаров В. С., Генералов А. Г., Гаджиев Э. В. Миниатюризация бортовых антеннофидерных устройств космических аппаратов. В сб. : Материалы научно-технического семинара «Перспективы развития антенно-фидерных устройств летательных аппаратов». Истра : ОАО «НИИЭМ». 2013. С. 51—54.
7. Бочаров В. С., Генералов А. Г., Гаджиев Э. В. Пути построения малогабаритных, невыступающих бортовых антенных систем малых космических аппаратов. В сб. : Сборник трудов конференции «Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред». Муром, 2014. С. 114—118.

8. Проблемы антенной техники / Под ред. Л. Д. Бахраха и Д. И. Воскресенского. М. : Радио и связь, 1989. 368 с.
9. Гафаров Е. Р. Антенны круговой поляризации для систем высокоточного позиционирования : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.07 : Томск, 2021. 150 с.
10. Панченко Б. А., Нефедов Е. И. Микрополосковые антенны. М. : Радио и связь, 1986. 143 с.
11. Wong K. L. Compact and broadband microstrip antennas. John Wiley & Sons, 2004. 344 p.
12. Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Многодиапазонная микрополосковая антенна // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. Т. 160. 2017. 9 с.
13. Pozar D. M. Radiation and Scattering from a Microstrip Patch on a Uniaxial Substrate // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1987. Vol. 35, no. 6. P. 613–621.
14. Слюсар В.И. Многодиапазонные антенны мобильных средств связи. // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – № 8. – С. 90 – 96.
15. Многодиапазонная антенна круговой поляризации с метаматериалом : пат. 2480870 С1 Рос. Федерация № 201512587/28 : заявл. 13.04.2015 : опубл. 10.07.2016.
16. Многодиапазонная микрополосковая антенна этажерочного типа : пат. № 2315398 С1 Рос. Федерация № 201734587/28 : заявл. 13.04.2006 : опубл. 14.05.2007.
17. Двухдиапазонная микрополосковая антенна с круговой поляризацией : а. с. 1771016А1 СССР : 4764762/09 заявл. 05.12.1989 : опубл. 23.12.1992, Бюл. № 39.
18. Двухдиапазонная микрополосковая антенна круговой поляризации : пат. № 2495518 С2 Рос. Федерация № 2012100896/08 : заявл. 11.01.2012 : опубл. 10.10.2013.
19. Безгин А. А., Савочкин А. А. Принцип создания многодиапазонных антенн круговой поляризации. В сб. : 15-я Междунар. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций» — РТ-2019 (Севастополь, 14—18 октября 2019 г.). 2019. С. 88.
20. Безгин А. А., Савочкин А. А. Двухдиапазонная антенна круговой поляризации. В сб. : 26-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2016 (Севастополь, 4—10 сент. 2016 г.). 2016. С. 1002—1008.
21. Hussine U. U. et al. A compact dual-band GPS microstrip antenna //Advances in Natural and Applied Sciences journal. 2012. Vol. 6. P. 1214–1218.
22. Qing X. et al. A compact circularly polarized slotted patch antenna for GNSS applications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2014. Vol. 62, no. 12. P. 6506–6509.
23. Hussine U. U., Huang Y., Song C. A New Circularly Polarized Antenna for GNSS Applications. In : 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). 2017. P. 1954–1956.
24. Reddy M. H., Sheela D. A Circularly Polarized Stacked Patch Antenna for Dual Band L1 & L2 GPS Applications // Wireless Personal Communications. 2023. Vol. 131, no. 4. P. 2525–2538.
25. Воскресенский Д. И., Овчинникова Е. В., Буй Као Нинь. Широкополосные антенны сотовых телефонов // Антенны. 2014. № 2. С. 27—30.
26. Широкополосная микрополосковая антенна : пат. 158 717 U1 Рос. Федерация : № 2014153320/08 : заявл. 29.12.2014, опубл. 20.01.2016.

Информация об авторах

Мельниченко Олег Игоревич, студент кафедры «Радиоэлектронные системы и устройства» Московского государственного технического университета имени Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация.

Комиссарова Елена Владимировна, к. т. н., доцент кафедры «Радиоэлектронные системы и устройства», заместитель декана факультета «Радиоэлектроника и лазерная техника» Московского государственного технического университета имени Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация. ORCID: 0009-0007-2057-3948.

Research of Antennas for Small Spacecraft

O. I. Melnichenko and E. V. Komissarova

Bauman Moscow State Technical University (National Research University)
5, 2-ya Baumanskaya st., Moscow, 105005, Russian Federation
moi191061@student.bmstu.ru

Received: June 4, 2024

Peer-reviewed: June 20, 2024

Accepted: June 20, 2024

Abstract: The paper review provides an overview of global trends in the development of small spacecraft antennas, analysis of design options and materials is used. According to the results, a variant of a dual-band weakly-directional microstrip printed antenna for a CubeSat-type spacecraft is selected. An antenna operating on waves with circular polarization of the electromagnetic field in the operating frequency ranges L1 (1575.42 MHz) and L2 (1227.60 MHz) of the GPS global positioning system has been developed. For each of the operating frequency ranges L1 and L2, an electrodynamics simulation of the antenna is performed, the geometry and placement of each of the emitters on the substrate were optimized. The optimization was carried out taking into account the required value of ellipticity coefficients above 0,7 within the operating frequency bands for two bands of at least 2,06 MHz and the width of the radiation pattern of at least 90°.

Keywords: circular polarization, weakly directional antenna, CubeSat, GPS global positioning system, electrodynamics modeling, optimization, ellipticity coefficient.

For citation (IEEE): O. I. Melnichenko and E. V. Komissarova, “Research of Antennas for Small Spacecraft”, *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 635–655, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.4.39. (In Russ.).

References

- [1] E. V. Gadzhiev, *VHF antennas for small spacecraft*, thesis, Moscow, 2016. (In Russ.).
- [2] V. P. Khodnenko, A. V. Khromov, A. N. Zaporozhtsev, et al. “Orbital group of small spacecraft of the Ionosonde space system,” *Izvestia RAN. Energetika*, no. 1, pp. 139–148, 2015. (In Russ.).
- [3] V. S. Bocharov, A. G. Generalov, and E. V. Gadzhiev, “Features of onboard antenna-feeder devices of spacecraft,” in *Materials of the scientific and technical seminar “Prospects for the development of antenna-feeder devices for aircraft,”* Istra : OJSC “NIIEM”, pp. 55–58, 2013. (In Russ.).
- [4] L. A. Makridenko and K. A. Boyarchuk, “Microsatellites. Development trend. Features of the market and social significance,” *Voprosy Elektromekhaniki. Trudy VNIIE*, vol. 102, pp. 12–27, 2005. (In Russ.).
- [5] N. N. Sevastyanov, V. N. Branets, V. A. Panchenko, et al., “Analysis of modern possibilities for creating small spacecraft for remote sensing of the Earth,” in *Sbornik statey MFTI*, vol. 1, no. 3, pp. 14–22, 2009. (In Russ.).

- [6] V. S. Bocharov, A. G. Generalov, and E. V. Gadzhiev, "Miniaturization of onboard antenna-feeder devices of spacecraft," in *Materials of the scientific and technical seminar "Prospects for the development of antenna-feeder devices for aircraft,"* Istra : JSC NIIEM, pp. 51–54, 2013. (In Russ.).
- [7] V. S. Bocharov, A. G. Generalov, and E. V. Gadzhiev, "Ways of constructing small-sized, non-protruding onboard antenna systems of small spacecraft," in proc. "*Radiophysical methods in remote sensing of media,*" Murom, 2014. pp. 114–118. (In Russ.).
- [8] L. D. Bakhrakh and D. I. Voskresensky, eds, *Problems of antenna technology*, Moscow: Radio i svyaz', 1989. (In Russ.).
- [9] E. R. Gafarov, *Circular polarization antennas for high-precision positioning systems*, thesis, Tomsk, 2021. (In Russ.).
- [10] B. A. Panchenko and E. I. Nefedov, *Microstrip antennas*, Moscow : Radio i svyaz', 1986. (In Russ.).
- [11] K. L. Wong, *Compact and broadband microstrip antennas*, John Wiley & Sons, 2004.
- [12] Generalov A.G., Gadzhiev E.V. "Multiband microstrip antenna", Questions of electromechanics. Proceedings of VNIEM. Vol. 160., 2017. (In Russ.).
- [13] D. M. Pozar, "Radiation and Scattering from a Microstrip Patch on a Uniaxial Substrate," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 35, no. 6, pp. 613–621, 1987, doi: 10.1109/TAP.1987.1144161.
- [14] Slyusar V.I. "Multiband antennas of mobile communications", *ELECTRONICS: Science, Technology, Business*, no. 8, 2006 (In Russ.).
- [15] Multi-band circular polarization antenna with metamaterial, Pat. 2480870 S1 RF no. 201512587/28, appl. 13.04.2015, publ. 10.07.2016. (In Russ.).
- [16] Multi-band microstrip antenna of stacked type, Pat. No. 2315398 C1 RF No. 201734587/28, appl. 13.04.2006, publ. 14.05.2007. (In Russ.).
- [17] Dual-band microstrip antenna with circular polarization, sert. 1771016A1 USSR 4764762/09, appl. 05.12.1989, publ. 23.12.1992. (In Russ.).
- [18] Dual-band microstrip antenna of circular polarization, Pat. No. 2495518 C2 RF, No. 2012100896/08, appl. 11.01.2012. publ. 10.10.2013. (In Russ.).
- [19] A. A. Bezgin and A. A. Savochkin, "The principle of creating multi-band circular polarized antennas," in *15th Int. conf. "Modern problems of radio electronics and telecommunications" – RT-2019* (Sevastopol, October 14–18, 2019), 2019, p. 88. (In Russ.).
- [20] A. A. Bezgin and A. A. Savochkin, "Dual-band circular polarization antenna," in *26th Int. Crimean conf. "Microwave and telecommunication technology" – CriMiCo '2016* (Sevastopol, September 4–10, 2016). 2016, pp. 1002–1008. (In Russ.).
- [21] U. U. Hussine, et al., "A compact dual-band GPS microstrip antenna," *Advances in Natural and Applied Sciences journ.*, vol. 6, pp. 1214–1218, 2012.
- [22] X. Qing, et al., "A compact circularly polarized slotted patch antenna for GNSS applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 12, pp. 6506–6509, 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2360218.
- [23] U. U. Hussine, Y. Huang, and C. Song, "A New Circularly Polarized Antenna for GNSS Applications," in: *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1954–1956, 2017, doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928742.
- [24] M. H. Reddy and D. Sheela, "A Circularly Polarized Stacked Patch Antenna for Dual Band L1 & L2 GPS Applications," *Wireless Personal Communications*, vol. 131, no. 4, pp. 2525–2538, 2023, doi: 10.1007/s11277-023-10550-w.
- [25] D. I. Voskresensky, E. V. Ovchinnikova, Bui Cao Ninh, "Broadband antennas for cell phones," *Antenny*, no. 2. pp. 27–30, 2014. (In Russ.).

- [26] Broadband microstrip antenna, Pat. 158 717 U1 RF No. 2014153320/08, appl. 29.12.2014, publ. 20.01.2016. (In Russ.).

Information about the authors

Oleg I. Melnichenko, student of the Department of Radioelectronic Systems and Devices, Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation.

Elena V. Komissarova, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radioelectronic Systems and Devices, Deputy Dean of the Faculty of Radioelectronics and Laser Technology, Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation.
ORCID: 0009-0007-2057-3948.

Исследование поведения электромагнитного поля в точке обобщенной геометрической сингулярности при наличии резистивного клина

¹ Раевский А. С., ¹ Раевская Ю. В., ^{1,2} Седаков А. Ю.

¹ Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева
ул. Минина, д. 24, г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация

² Филиал РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю. Е. Седакова»
а/я 486, Нижний Новгород, 603952, Российская Федерация
raevsky_as@mail.ru

Получено: 20 мая 2024 г.

Отрецензировано: 20 июня 2024 г.

Принято к публикации: 20 июня 2024 г.

Аннотация: В современной технике СВЧ- и КВЧ-диапазонов волн получили широкое распространение различные функциональные устройства на основе отрезков направляющих структур с резистивными пленками. Это аттенюаторы, направленные ответвители, фильтры паразитных мод, согласованные нагрузки и др. В настоящее время доведена до совершенства технология напыления тонких резистивных пленок со значениями величины поверхностного сопротивления, лежащими в широких пределах. В настоящей статье в качестве тестовой структуры рассматривается экранированная микрополосковая линия (ЭМПЛ) с резистивными пленками, напыленными на диэлектрическую подложку между полоском и экраном. Исследуется поведение электромагнитного поля на кромке резистивной пленки (резистивном клине) с целью обоснования необходимости применения в решаемых задачах условия на ребре.

Ключевые слова: резистивная пленка, геометрическая сингулярность, условие на ребре.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Раевский А. С., Раевская Ю. В., Седаков А. Ю. Исследование поведения электромагнитного поля в точке обобщенной геометрической сингулярности при наличии резистивного клина // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 656—671.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Раевский, А. С. Исследование поведения электромагнитного поля в точке обобщенной геометрической сингулярности при наличии резистивного клина / А. С. Раевский, Ю. В. Раевская, А. Ю. Седаков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2024. — Т. 7, № 4. — С. 656—671.

1. Введение

При расчете электродинамических характеристик устройств СВЧ, таких как аттенюаторы [1, 2], ответвители [3, 4], согласованные нагрузки [5, 6], часто приходится решать краевые задачи с граничными условиями на поверхностях, имеющих геометрические сингулярности. Граничное условие, обеспечивающее единственность решения уравнений Максвелла в окрестности точки геометрической сингулярности, известно как условие на ребре [7], физический смысл которого состоит в требовании ограниченности энергии электромагнитного поля в конечном объеме вблизи ребра. Использование этого граничного условия позволяет создавать алгоритмы, обеспечивающие достаточно быструю сходимость решений дифракционных задач для электродинамических структур, модели которых имеют геометрические сингулярности [8]. Исследование поведения электромагнитного поля в окрестностях ребра производилось в целом ряде работ, в частности в [8, 9], с использованием метода, описанного в [10]. В связи с широким использованием в устройствах СВЧ, выполненных на основе отрезков экранированных волноводов (аттенюаторах, согласованных нагрузках, направленных ответвителях), резистивных пленок [11] представляет значительный интерес исследование поведения поля вблизи ребра при наличии граничащего с ним тонкого резистивного слоя.

2. Постановка задачи

В качестве тестовой задачи рассмотрим экранированную микрополосковую линию (ЭМПЛ) с резистивными пленками (рисунок 1, *а*). Геометрическая сингулярность представляет собой стык идеально проводящего металлического ребра с тонкой резистивной пленкой. Исследовать электромагнитное поле в области такого стыка можно на основе рассмотрения структуры, изображенной на рисунке 1, *б*, которая является частным случаем более общей структуры, приведенной на рисунке 1, *в*. В рассматриваемом случае ϵ_2, μ_2 — параметры резистивной угловой области, поэтому $\epsilon_2 = \epsilon'_2 - i\epsilon''_2$.

Решение задачи начнем с анализа электромагнитного поля вблизи ребра резистивного клина. Используем подход, предложенный в [12]. Ребро двумерного диэлектрического клина образуется (рис. 2) пересечением двух плоскостей, совпадающих с границами раздела двух диэлектрических сред с различными относительными проницаемостями ϵ_1, μ_1 и ϵ_2, μ_2 .

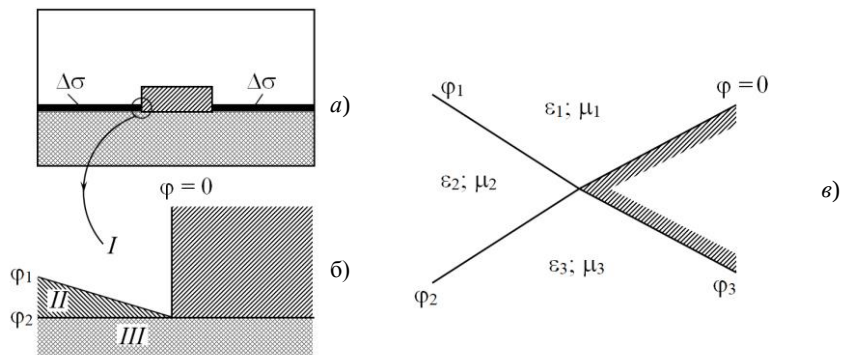


Рис. 1. ЭМПЛ с резистивными пленками (а), пленка как резистивный клин (б) и обобщенная структура (в).

Fig. 1. Shielded microstrip line with resistive films (a), film as a resistive wedge (б) and generalized structure (в)

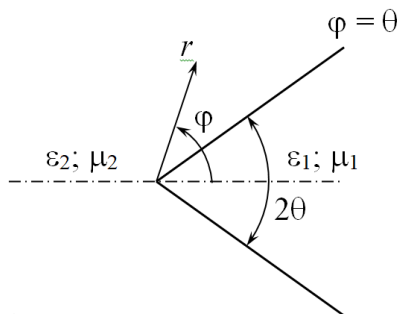


Рис. 2. Ребро двумерного диэлектрического клина.

Fig. 2. Edge of a two-dimensional dielectric wedge

Задачу решаем в цилиндрической системе координат r, φ, z , ось z которой перпендикулярна плоскости чертежа и совпадает с ребром клина.

Ввиду наличия плоскости симметрии (на рис. 2 ее положение показано штрихпунктирной линией) электромагнитное поле может быть представлено решениями двух краевых задач:

1) в плоскости симметрии установлена электрическая стенка, на которой

$$\vec{E}_\tau = 0; \quad (1)$$

2) в плоскости симметрии установлена магнитная стенка, на которой

$$\vec{H}_\tau = 0. \quad (2)$$

В силу отмеченной симметрии в каждой из задач поля достаточно рассматривать лишь по одну сторону от плоскости, на которой задаются

граничные условия (1) и (2), например, при $0 \leq \varphi \leq \pi$. Решение задачи для идеально проводящего клина (рис. 3), полученное в [7, 10], может быть использовано и в нашем случае. Пусть $\varphi_2 = \pi$, то есть грани идеально проводящего клина образуют развернутый угол (клин превращается в полупространство $\pi \leq \varphi \leq 2\pi$). Область I ($0 \leq \varphi \leq \theta$) соответствует половине резистивного клина, область II заполнена диэлектриком (рис. 4). Если положить, что полупространство $\pi \leq \varphi \leq 2\pi$ — идеальный магнетик, то на его поверхностях $\varphi = 0$, $\varphi_2 = \pi$ будет выполняться условие (2).

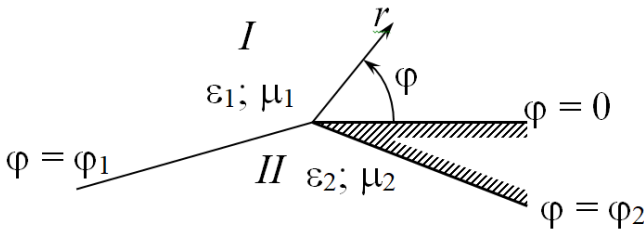


Рис. 3. Идеально проводящий клин для произвольного φ_2 .

Fig. 3. Ideally conducting wedge for arbitrary φ_2

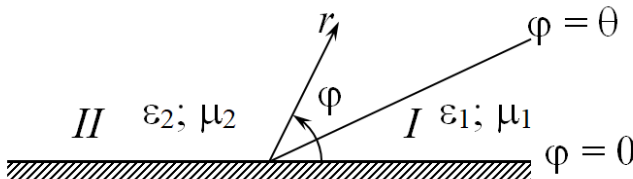


Рис. 4. Идеально проводящий клин для $\varphi_2 = \pi$.

Fig. 4. Ideally conducting wedge for $\varphi_2 = \pi$

Компоненты электромагнитного поля в областях I и II представим в виде разложений по степеням r :

$$\begin{aligned} E_{r_j} &= r^{-1+\tau} \left[a_0^{(j)} + a_1^{(j)} r + a_2^{(j)} r^2 + \dots \right]; \\ E_{\varphi_j} &= r^{-1+\tau} \left[b_0^{(j)} + b_1^{(j)} r + b_2^{(j)} r^2 + \dots \right]; \\ H_{r_j} &= r^{-1+\tau} \left[A_0^{(j)} + A_1^{(j)} r + A_2^{(j)} r^2 + \dots \right]; \\ H_{\varphi_j} &= r^{-1+\tau} \left[B_0^{(j)} + B_1^{(j)} r + B_2^{(j)} r^2 + \dots \right]; \\ H_{z_j} &= r^{-1+\tau} \left[C_0^{(j)} + C_1^{(j)} r + C_2^{(j)} r^2 + \dots \right] \end{aligned} \quad (3)$$

где τ — показатель степени, подлежащей определению; $j = 1; 2$ — номер области. Коэффициенты в разложениях (3) являются функциями координат φ и z . Подставив разложения (3) в уравнения Максвелла

$$\begin{aligned} i\omega\mu H_r &= \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial E_\varphi}{\partial z}; & i\omega\mu H_\varphi &= \frac{\partial E_r}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial r}; \\ i\omega\mu H_z &= \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r}(rE_\varphi) - \frac{1}{r} \frac{\partial E_r}{\partial \varphi}; & -i\omega\epsilon E_r &= \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial H_\varphi}{\partial z}; \\ -i\omega\epsilon E_\varphi &= \frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial r}; & -i\omega\mu H_z &= \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r}(rH_\varphi) - \frac{1}{r} \frac{\partial H_r}{\partial \varphi}. \end{aligned} \quad (4)$$

и приравняв коэффициенты при одинаковых степенях r , получим соотношения:

$$\frac{\partial c_0^{-(j)}}{\partial \varphi} = 0; (\tau - 1)c_0^{-(j)} = 0; \quad (5)$$

$$\partial c_0^{(j)} = 0; (\tau - 1)c_0^{(j)} = 0; \quad (6)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\partial c_{n+1}^{-(j)}}{\partial \varphi} - \frac{\partial b_n^{(j)}}{\partial z} &= -ik_0\rho_0\mu_j A_n^{(j)}; \\ \frac{\partial a_n^{(j)}}{\partial z} - (\tau + n)c_{n+1}^{-(j)} &= -ik_0\rho_0\mu_j B_n^{(j)}; \\ (\tau + n)b_n^{(j)} - \frac{\partial a_n^{(j)}}{\partial \varphi} &= ik_0\rho_0\mu_j C_{n-1}^{(j)}; \\ \frac{\partial c_{n+1}^{-(j)}}{\partial \varphi} - \frac{\partial b_n^{(j)}}{\partial z} &= ik_0\rho_0^{-1}\epsilon_j a_n^{(j)}; \\ \frac{\partial A_n^{(j)}}{\partial z} - (\tau + n)C_{n+1}^{(j)} &= ik_0\rho_0^{-1}\epsilon_j b_n^{(j)}; \\ (\tau + n)B_n^{(j)} - \frac{\partial A_n^{(j)}}{\partial \varphi} &= ik_0\rho_0^{-1}\epsilon_j c_{n-1}^{(j)}, \end{aligned} \right. \quad (7)$$

где $k_0 = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ и $\rho_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ — волновое число и волновое сопротивление свободного пространства, соответственно; $n = 0, 1, 2, \dots$; ϵ_j и μ_j — относительные значения проницаемостей.

При использовании соотношений (7) при $n = 0$ необходимо полагать равными нулю коэффициенты с отрицательными нижними индексами.

В результате преобразований, описанных в [7], приходим к уравнениям:

$$\frac{\partial^2 a_n^{(j)}}{\partial \varphi^2} + (\tau + n)^2 a_n^{(j)} = ik_0 \rho_0 \mu_j \frac{\partial C_{n-1}^{(j)}}{\partial \varphi} + (\tau + n) \frac{\partial \bar{C}_{n-1}^{(j)}}{\partial z}; \quad (8)$$

$$\frac{\partial^2 A_n^{(j)}}{\partial \varphi^2} + (\tau + n)^2 A_n^{(j)} = -ik_0 \rho_0^{-1} \varepsilon_j \frac{\partial \bar{C}_{n-1}^{(j)}}{\partial \varphi} - (\tau + n) \frac{\partial C_{n-1}^{(j)}}{\partial z}; \quad (9)$$

$$\begin{cases} B_n^{(j)} = \frac{1}{\tau + n} \left(\frac{\partial a_n^{(j)}}{\partial \varphi} - ik_0 \rho_0 \mu_j C_{n-1}^{(j)} \right); \\ B_n^{(j)} = \frac{1}{\tau + n} \left(\frac{\partial A_n^{(j)}}{\partial \varphi} + ik_0 \rho_0^{-1} \varepsilon_j C_{n-1}^{(j)} \right); \\ \bar{C}_{n+1}^{(j)} = \frac{1}{\tau + n} \left(\frac{\partial a_n^{(j)}}{\partial z} + ik_0 \rho_0 \mu_j B_n^{(j)} \right); \\ C_{n+1}^{(j)} = \frac{1}{\tau + n} \left(\frac{\partial A_n^{(j)}}{\partial z} - ik_0 \rho_0^{-1} \varepsilon_j b_n^{(j)} \right). \end{cases} \quad (10)$$

Поскольку интересуемся полем в непосредственной близости от ребра, в разложениях (3) будем учитывать только члены со степенями r не выше первой. Поэтому индекс n положим равным нулю. В этом случае уравнения (8) и (9) относительно функций $a_0^{(j)}$ и $A_0^{(j)}$ становятся однородными, и их решения можно записать в виде:

$$a_0^{(j)} = p_0^{(j)} \sin \tau \varphi + q_0^{(j)} \cos \tau \varphi; \quad (11)$$

$$A_0^{(j)} = P_0^{(j)} \sin \tau \varphi + Q_0^{(j)} \cos \tau \varphi,$$

где $p_0^{(j)}, P_0^{(j)}, q_0^{(j)}, Q_0^{(j)}$ — функции координаты z .

Используя граничные условия (2) при $\varphi = 0, \varphi = \pi$, а также условия непрерывности касательных составляющих полей при $\varphi = \varphi_1$ (рис. 3)

$$\begin{aligned} E_{r_1} &= E_{r_2}; & H_{r_1} &= H_{r_2}; \\ E_{z_1} &= E_{z_2}; & H_{z_1} &= H_{z_2}, \end{aligned} \quad (12)$$

получим систему линейных однородных алгебраических уравнений относительно коэффициентов $p_0^{(j)}, q_0^{(j)}, P_0^{(j)}, Q_0^{(j)}, \bar{C}_0^{(j)}, C_0^{(j)}$:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{c}_0^{(1)} - \bar{c}_0^{(2)} = 0; \\ p_0^{(1)} = q_0^{(1)} = c_0^{(1)} = c_0^{(2)} = 0; \\ p_0^{(2)} \cos \tau \varphi_2 - q_0^{(2)} \sin \tau \varphi_2 = 0; \\ P_0^{(2)} \sin \tau \varphi_2 + Q_0^{(2)} \cos \tau \varphi_2 = 0; \\ q_0^{(1)} \cos \tau \varphi_1 - p_0^{(2)} \sin \tau \varphi_1 - q_0^{(2)} \cos \tau \varphi_1 = 0; \\ P_0^{(1)} \sin \tau \varphi_1 - P_0^{(2)} \sin \tau \varphi_1 - Q_0^{(2)} \cos \tau \varphi_1 = 0; \\ \varepsilon_1 q_0^{(1)} \sin \tau \varphi_1 + \varepsilon_2 (p_0^{(2)} \cos \tau \varphi_1 - q_0^{(2)} \sin \tau \varphi_1) = 0; \\ \mu_1 P_0^{(1)} \cos \tau \varphi_1 - \mu_2 (P_0^{(2)} \cos \tau \varphi_1 - Q_0^{(2)} \sin \tau \varphi_1) = 0. \end{array} \right. \quad (13)$$

Система уравнений (13) оказывается совместной при выполнении одного из следующих условий.

Первое условие совместности имеет вид:

$$p_0^{(j)} = q_0^{(j)} = \bar{c}_0^{(j)} = C_0^{(j)} = 0 \quad (14)$$

и приводит к характеристическому уравнению

$$(\mu_1 - \mu_2) \sin \tau (2\varphi_1 - \varphi_2) + (\mu_1 + \mu_2) \sin \tau \varphi_2 = 0. \quad (15)$$

Второе условие совместности записывается в виде:

$$P_0^{(j)} = Q_0^{(j)} = \bar{c}_0^{(j)} = C_0^{(j)} = 0 \quad (16)$$

и приводит к характеристическому уравнению

$$(\varepsilon_1 - \varepsilon_2) \sin \tau (2\varphi_1 - \varphi_2) + (\varepsilon_1 + \varepsilon_2) \sin \tau \varphi_2 = 0. \quad (17)$$

Третье условие совместности:

$$p_0^{(j)} = q_0^{(j)} = P_0^{(j)} = Q_0^{(j)} = C_0^{(j)} = 0. \quad (18)$$

В этом случае $\bar{c}_0^{(1)} = \bar{c}_0^{(2)} = c_0 \neq 0$ и для того, чтобы выполнялись соотношения (5), необходимо положить $\tau = 1$.

Поскольку необходимо установить верхнюю границу сингулярности поля вблизи ребра, следует брать наименьший отличный от нуля корень уравнений (15), (17).

Как было показано в [9], представления поля (3) допускают несколько решений характеристического уравнения. При выполнении условий (14) имеет место $a_0^{(j)} = b_0^{(j)} = \bar{c}_0^{(j)} = C_0^{(j)}$. В этом случае из (3) следует, что лишь поперечные составляющие магнитного поля H_r и H_φ вблизи ребра могут иметь особенности:

$$H_r; H_\varphi \sim r^{-1+\tau}. \quad (19)$$

Если выполняются условия (16), имеет место $A_0^{(j)} = B_0^{(j)} = \bar{C}_0^{(j)} = C_0^{(j)}$. Тогда особенность будут иметь поперечные составляющие электрического поля E_r и E_φ :

$$E_r; E_\varphi \sim r^{-1+\tau}. \quad (20)$$

Этот случай требует дополнительного исследования. Дело в том, что в [9] были получены результаты только для идеальных диэлектриков (во всех областях ε — величина действительная). Как говорилось выше, проводящий материал представляется в математической модели как диэлектрик с комплексной диэлектрической проницаемостью. Поэтому необходимо искать решения уравнения (17) при комплексном значении ε_1 . Это будет соответствовать ребру резистивного клина, окруженному идеальным диэлектриком с диэлектрической проницаемостью ε_2 (рис. 2). При комплексных значениях ε_1 характеристическое уравнение (17) оказывается определенным на комплексной плоскости τ .

3. Результаты решения задачи

При оценке поведения поля вблизи резистивного ребра нас будет интересовать только действительная часть τ , поскольку именно она характеризует величину амплитуды поля.

Результаты решения характеристического уравнения (17) приведены на рис. 5. При расчете полагалось $\varepsilon_2 = 1$, действительная часть ε_1 полагалась равной 10. На рисунке представлены кривые для различных значений мнимой части ε_1 . Видно, что чем больше $\text{Im} \varepsilon_1$, тем более резкий излом претерпевает зависимость $\tau(\theta)$ при малых значениях θ . Однако при $\theta \rightarrow 0$, что соответствует краю тонкой резистивной пленки, $\tau \rightarrow 1$ при любых значениях $\text{Im} \varepsilon_1$.

Для используемых резистивных материалов $\mu \approx \mu_0$. В этом случае уравнение (15) дает $\tau = 1$. Численное исследование решений уравнения (17) дает $\lim_{\theta \rightarrow 0} \tau = 1$. Поэтому характер асимптотики $r \rightarrow 1$ поведения компонент поля вблизи ребра резистивного клина будет следующим:

$$\begin{aligned} E_{r(\varphi)} &= a_0(b_0) + a_1(b_1)r; \\ H_{r(\varphi)} &= A_0(B_0) + A_1(B_1)r; \end{aligned}$$

$$E_z = \bar{c}_1 r^2;$$

$$H_z = C_1 r^2.$$

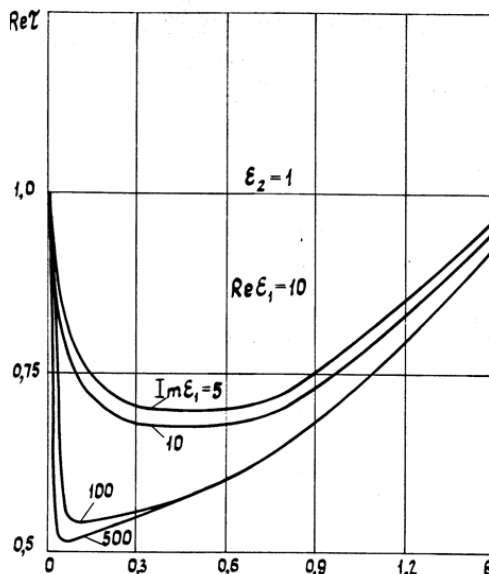


Рис. 5. Решения характеристического уравнения (17).

Fig. 5. Solutions of the characteristic equation (17)

Таким образом, вблизи ребра тонкого резистивного клина ($\theta \rightarrow 0$) особенностей в поведении поля нет.

С точки зрения выяснения характера поведения поля вблизи края резистивной пленки задача о клине с электрической стенкой в плоскости симметрии (рис. 2) практического интереса не представляет, поскольку в этом случае резистивная пленка будет находиться в нулевом электрическом поле.

Вернемся к исследованию поведения компонент электромагнитного поля вблизи края тонкой резистивной пленки, соприкасающейся с ребром идеально проводящего клина. Решение этой задачи может быть получено на основе общей модели, рассмотренной в [7], рис. 1, в. Взяв значения уг-

лов: $\varphi_2 = \pi/2$, $\varphi_3 = \frac{3\pi}{2}$, $\varphi_2 - \varphi_1 \rightarrow 0$, приходим к нужной нам модели

(рис. 1, б), в которой область II вырождается в тонкую резистивную пленку, область III — в диэлектрическую подложку.

В [10] было показано, что характеристическое уравнение для определения порядка сингулярности τ в структуре, изображенной на рисунок 1, в, может быть представлено в двух видах:

$$\left(1 - \frac{\mu_2}{\mu_1}\right) \left[\sin \tau \varphi_2 \sin \tau (\varphi_3 - \varphi_2) - \frac{\mu_2 \cos \tau \varphi_2 \cos \tau (\varphi_3 - \varphi_2)}{\mu_3} \right] -$$

$$- \left[\operatorname{tg} \tau \varphi_1 + \frac{\mu_2}{\mu_1} \operatorname{ctg} \tau \varphi_1 \right] \times \quad (21)$$

$$\times \left[\cos \tau \varphi_2 \sin \tau (\varphi_3 - \varphi_2) + \frac{\mu_2}{\mu_3} \sin \tau \varphi_2 \cos \tau (\varphi_3 - \varphi_2) \right] = 0;$$

$$\left(1 - \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}\right) \left[\cos \tau \varphi_2 \cos \tau (\varphi_3 - \varphi_2) - \frac{\varepsilon_2 \sin \tau \varphi_2 \sin \tau (\varphi_3 - \varphi_2)}{\varepsilon_3} \right] -$$

$$- \left[\operatorname{ctg} \tau \varphi_1 + \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} \operatorname{tg} \tau \varphi_1 \right] \times \quad (22)$$

$$\times \left[\sin \tau \varphi_2 \cos \tau (\varphi_3 - \varphi_2) + \varepsilon_2 \frac{\cos \tau \varphi_2 \sin \tau (\varphi_3 - \varphi_2)}{\varepsilon_3} \right] = 0.$$

Уравнение (21) позволяет определить порядок сингулярности для поперечных компонент магнитного поля:

$$H_{r(\varphi)} = 0(r^{-1+\tau}); H_z, E = 0(r^{\tau}),$$

уравнение (22) — для поперечных компонент электрического поля:

$$E_{r(\varphi)} = 0(r^{-1+\tau}); E_z, H = 0(r^{\tau}).$$

В нашем случае (рисунок 1, б) идеально проводящий клин имеет угол $\pi/2$, магнитные проницаемости окружающих диэлектрических сред $\mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = \mu_0$, поэтому $H_{\tau} \approx 0(r^{-1/3})$.

Диэлектрические проницаемости сред I, II, III в рассматриваемом случае различные. Поэтому представляет интерес исследование решений уравнения (22). Рассмотрим два предельных случая.

1. Прямоугольный идеально проводящий клин на диэлектрической плоскости (рис. 6, а) — соответствует случаю $\varphi_2 - \varphi_1 \rightarrow 0$ (рис. 1, б). Считаем, что $\varepsilon_1 < \varepsilon_2$. В уравнении (22) нужно положить $\varepsilon_2 = \varepsilon_3$,

$\varphi_1 = \pi/2, \varphi_2 = \pi/2, \varphi_3 = \frac{3\pi}{2}$. Характеристическое уравнение примет вид:

$$\frac{1}{2} \left(1 - \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} \right) \sin 2\tau\varphi_1 \cos \tau \frac{3\pi}{2} - \left(\cos^2 \tau\varphi_1 + \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} \sin^2 \tau\varphi_1 \right) \sin \tau \frac{3\pi}{2} = 0. \quad (23)$$

Решения этого уравнения при различных значениях $\varepsilon_2 / \varepsilon_1$ приведены на рис. 6, а. Из графика видно, что $\tau \rightarrow 2/3$ при $\varepsilon_2 / \varepsilon_1 \rightarrow 1$ и $\tau \rightarrow 1/2$ при $\varepsilon_2 / \varepsilon_1 \rightarrow \infty$.

2. Прямоугольный металлический и прямоугольный диэлектрический (ε_2) клинья на диэлектрической подложке ($\varepsilon_2 > \varepsilon_3$). Это соответствует случаю, когда $\varphi_2 - \varphi_1 \rightarrow \pi/2$ (рис. 1, б). В уравнение (22) подставляем:

$$\varepsilon_2 = \varepsilon_1; \varphi_1 = 0, \varphi_2 = \pi/2, \varphi_3 = \frac{3\pi}{2}.$$

Характеристическое уравнение принимает вид:

$$\sin \tau \frac{\pi}{2} \cos \tau \pi + \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_3} \cos \tau \frac{\pi}{2} \sin \tau (\varphi_3 - \varphi_2) = 0. \quad (24)$$

Решения этого уравнения приведены на рисунке 6, б. Из графика видно, что $\tau \rightarrow 2/3$ при $\varepsilon_2 / \varepsilon_3 \rightarrow 1$ и $\tau \rightarrow 1$ при $\varepsilon_2 / \varepsilon_3 \rightarrow \infty$.

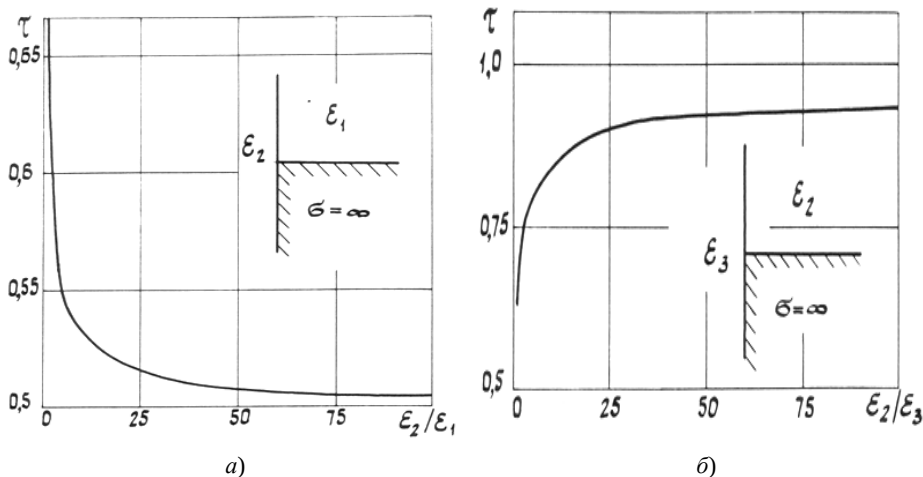


Рис. 6. Решения характеристического уравнения для прямоугольного идеально проводящего клина:

а — при различных значениях $\varepsilon_2 / \varepsilon_1$; б — при различных значениях $\varepsilon_2 / \varepsilon_3$.

Fig. 6. Solutions of the characteristic equation for a rectangular ideally conducting wedge:

a – for different values $\varepsilon_2 / \varepsilon_1$; b – for different values $\varepsilon_2 / \varepsilon_3$

Выяснить характер поведения поля вблизи резистивного клина можно, если исследовать структуру, изображенную на рис. 7. Тонкая резистивная пленка, соприкасающаяся с металлическим ребром, соответствует

случаю $\varepsilon_2 = \varepsilon'_2 - i \frac{\sigma}{\omega}$; $\varphi_1 \rightarrow \pi/2$. Сначала рассмотрим поведение решений

характеристического уравнения (22) для случая обычных диэлектриков с различным ε_2 (рисунок 7). При $\varphi_1 \approx \varphi_2 = \pi/2$ (тонкий клин с ε_2) τ стремится к предельным значениям, которые можно взять из рис. 6, а. Таким образом, порядок сингулярности у тонкого диэлектрического клина, определяемый отношением $\varepsilon_2 / \varepsilon_3$, не возрастает. При $\varphi_1 \rightarrow 0$ предельное значение τ определяется из графика, приведенного на рис. 6, б.

Из рис. 7 видно, что наличие достаточно широкого диэлектрического клина вблизи металлического резко повышает порядок сингулярности $\tau \rightarrow 0$ при больших ε_2 .

На рис. 7 приведены также решения характеристического уравнения (22) для случая комплексной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_2 = 10 - i500$ (пунктир). Поведение кривой решений близко к кривой с $\varepsilon_2 = 500$ на рис. 7. Предельные точки ($\varphi_1 = 0$; $\varphi_1 \rightarrow \pi/2$) также соответствуют рисунку 6, б и 6, а.

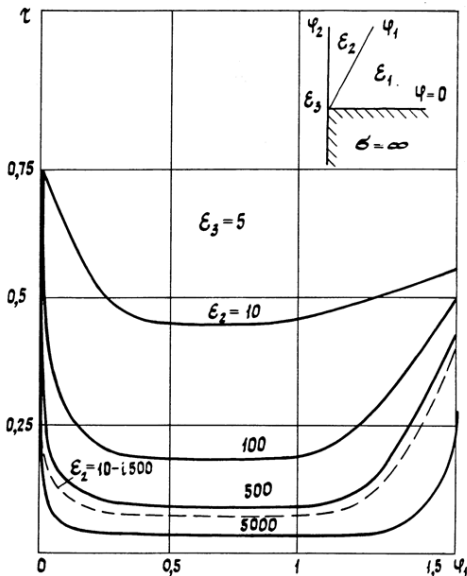


Рис. 7. Решения характеристического уравнения для прямоугольного проводящего клина с комплексной диэлектрической проницаемостью.

Fig. 7. Solutions of the characteristic equation for a rectangular conducting wedge with complex dielectric constant

Таким образом, порядок сингулярности в случае контакта резистивной пленки с прямоугольным металлическим клином будет определяться отношением $\varepsilon_3 / \varepsilon_1$.

При $\varepsilon_3 / \varepsilon_1 = 10$ $\tau = 0,529$.

В рассматриваемом случае поведение поля вблизи металлического ребра можно описать соотношениями:

$$\begin{cases} H_\tau = 0(r^{-1/3}); \\ E_\tau = 0(r^{-1+\tau}); \\ H_z; E_z = 0(r^\tau), \end{cases}$$

где τ — решение уравнения (22). В случаях, когда решения уравнения (22) дают значения $\tau > \frac{2}{3}$, необходимо положить $\tau = \frac{2}{3}$.

4. Заключение

На основании проведенного исследования можно сделать вывод: при внесении в экранированную МПЛ резистивных пленок между полоском и экраном (рис. 1, а) характер поведения компонент поля в области стыка резистивной пленки с полоском практически не изменяется. Дополнительные меры, обеспечивающие сходимость алгоритма, принимать не требуется. Порядок сингулярности в месте стыка идеально проводящего угла и резистивной пленки, как показано, определяется соотношением диэлектрических проницаемостей подложки и среды, заполняющей линию.

Список литературы

1. Бунтилов В. М., Макарычева С. П., Шишков Г. И. Влияние неравномерности поглощающего слоя пластинчатого резистора на ослабление аттенуатора // Техника средств связи. Серия РТ. 1979. Вып. 7. С. 54—57.
2. Шишков Г. И. О применении круглого волновода с резистивными пленками на диэлектрической подложке в СВЧ аттенуаторах // Техника средств связи. Серия РТ. 1982. Вып. 6. С. 46—53.
3. Белявцев В. Б. Расчет переходного ослабления ответвителей со связью через пленку толщиной порядка скин-слоя в общей стенке волноводов // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1976. Т. 19, № 2. С. 100—102.
4. Баринова В. Ф., Кожевникова Т. В., Раевский С. Б. Расчет направленного ответвителя с распределенной резистивной связью // Радиотехника и электроника. 1989. Т. 34, № 7. С. 1336—1341.

5. Исхаков И. Х., Кузьмин А. Н., Варнин В. П., Буйлов Л. Л. А. с. 1552266 СССР, МКИ Н 01 Р1/26. Микрополосковая нагрузка. Оpubл. 1990 г., Бюл. № 11.
6. Иванов А. Е., Калмык В. А., Кожевникова Т. В. Расчет волноводной нагрузки на базе отрезка волновода с резистивной пленкой // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1982. Т. 25, № 11. С. 62—65.
7. Митра Р., Ли С. Аналитические методы теории волноводов / Пер. с англ. под ред. Г. В. Воскресенского. М. : Мир, 1974. 323 с.
8. Микроэлектронные устройства СВЧ / Под ред. Г. И. Веселова. М. : Высшая школа, 1988. 279 с.
9. Веселов Г. И., Платонов Н. И. Исследование поведения электромагнитного поля вблизи ребра клинообразной границы раздела магнитно-диэлектрических сред // Сб. научн. трудов по проблемам микроэлектроники. 1978. Вып. 37. С. 25—38.
10. Meixner J. The behavior of electromagnetic fields at edges // IEEE Transactions on Antennas Propagation. 1972. Vol. 20. P. 442—446.
11. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / С. И. Бахарев, В. И. Вольман, Ю. Н. Либ и др. ; под ред. В. И. Вольмана. М. : Радио и связь, 1982. 328 с.
12. Власова В. А., Зарубин В. С., Кувыркин Г. Н. Приближенные методы математической физики / Под ред. В. С. Зарубина, А. П. Крищенко. М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2001. 700 с.

Информация об авторах

Раевский Алексей Сергеевич, доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой «Физика и техника оптической связи» Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Российская Федерация.
ORCID: 0000-0001-8678-0949.

Раевская Юлия Владимировна, кандидат технических наук, доцент кафедры «Физика и техника оптической связи» Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Российская Федерация.
ORCID: 0009-0008-2357-2251.

Седаков Андрей Юлиевич, доктор технических наук, профессор кафедры «Физика и техника оптической связи» Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева, первый заместитель директора филиала РЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю. Е. Седакова» по развитию, г. Нижний Новгород, Российская Федерация.

Investigation of the Behavior of the Electromagnetic Field at the Point of a Generalized Geometric Singularity in the Presence of a Resistive Wedge

A. S. Raevsky¹, Yu. V. Raevskaya¹, and A. Yu. Sedakov^{1,2}

¹Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev
24, Minina st., Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation

²Branch of RFNC-VNIIEF "NIIIS n. a. Yu. E. Sedakov"
PO Box 486, Nizhny Novgorod, 603952, Russian Federation
raevsky_as@mail.ru

Received: May 20, 2024

Peer-reviewed: June 20, 2024

Accepted: June 20, 2024

Abstract: Various functional devices based on segments of guide structures with resistive films are widely used in modern microwave and HF wave band technology. These are attenuators, directional couplers, stray mode filters, matched loads, etc. Currently, the technology of spraying thin resistive films with surface resistance values lying in wide ranges has been perfected. In this article, a shielded microstrip line with resistive films sprayed onto a dielectric substrate between the strip and the screen is considered as a test structure *c*. The behavior of the electromagnetic field at the edge of a resistive film (resistive wedge) is investigated in order to justify the need to apply the edge condition in the problems being solved.

Keywords: resistive film, geometric singularity, edge condition.

For citation (IEEE): A. S. Raevsky, Yu. V. Raevskaya, and A. Yu. Sedakov, "Investigation of the Behavior of the Electromagnetic Field at the Point of a Generalized Geometric Singularity in the Presence of a Resistive Wedge," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 656–671, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.4.40. (In Russ.).

References

- [1] V. M. Buntilov, S. P. Makarycheva, and G. I. Shishkov, "The influence of the unevenness of the absorbing layer of a plate resistor on the weakening of the attenuator," *Tekhnika sredstv svyazi. Seriya RT*, vol. 7, pp. 54–57, 1979. (In Russ.).
- [2] G. I. Shishkov, "On the use of a round waveguide with resistive films on a dielectric substrate in microwave attenuators," *Tekhnika sredstv svyazi. Seriya RT*, iss. 6, pp. 46–53, 1982. (In Russ.).
- [3] V. B. Belyavtsev, "Calculation of transient attenuation of couplers coupled through a film with a thickness of the order of the skin layer in the common wall of waveguides," *Izv. vuzov SSSR. Radioelektronika*, vol. 19, no. 2, pp. 100–102, 1976. (In Russ.).

- [4] V. F. Barinova, T. V. Kozhevnikova, and S. B. Raevsky, "Calculation of a directional coupler with distributed resistive coupling," *Journal of Communications Technology and Electronics*, vol. 34, no. 7, pp. 1336–1341, 1989. (In Russ.).
- [5] I. Kh. Iskhakov, A. N. Kuzmin, V. P. Varnin, and L. L. Builov, "Microstrip load," *sert.* 1552266 USSR, publ. 1990. (In Russ.).
- [6] A. E. Ivanov, V. A. Kalmyk, and T. V. Kozhevnikova, "Calculation of a waveguide load based on a section of a waveguide with a resistive film," *Izv. vuzov SSSR. Radioelektronika*, vol. 25, no. 11, pp. 62–65, 1982. (In Russ.).
- [7] R. Mittra and S. W. Zee, *Analytical techniques in the theory of guided waves*, Macmillan Series in Electrical Science, 1971.
- [8] *Microelectronic microwave devices*, ed. G. I. Veselov, Moscow: Vysshaya shkola, 1988. (In Russ.).
- [9] G. I. Veselov and N. I. Platonov, "Study of the behavior of the electromagnetic field near the edge of the wedge-shaped interface between magnetic-dielectric media," *Sbornik nauchnykh trudov po problemam mikroelektroniki*, Moscow: MIET, vol. 37, pp. 25–38, 1978. (In Russ.).
- [10] J. Meixner, "The behavior of electromagnetic fields at edges," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 20, pp. 442–446, 1972, doi: 10.1109/TAP.1972.1140243.
- [11] *Handbook on the calculation and design of microwave strip devices*, ed. V. I. Volman, Moscow: Radio i svyaz', 1982. (In Russ.).
- [12] V. A. Vlasova, V. S. Zarubin, and G. N. Kuvyrkin, *Approximate methods of mathematical physics*, Moscow: Publishing house of MSTU n. a. N. E. Bauman, 2001. (In Russ.).

Information about the authors

Aleksey S. Raevsky, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, head of the Department "Physics and Technology of Optical Communication" of the Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russian Federation. ORCID: 0000-0001-8678-0949.

Yuliya V. Raevskaya, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of "Physics and Technology of Optical Communication" of the Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russian Federation. ORCID: 0009-0008-2357-2251.

Andrey Yu. Sedakov, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of "Physics and Technology of Optical Communication" of the Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, First Deputy Director of the RFNC-VNIIEF Branch of the Yu. E. Sedakov Research Institute for Development, Nizhny Novgorod, Russian Federation.

УДК 612.396.674.1

Компактная антенна с увеличенным радиусом действия диапазона 2,4 ГГц

Ткаченко М. О.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
motkachenko@mail.sevsu.ru

Получено: 5 июня 2024 г.

Отрецензировано: 20 июня 2024 г.

Принято к публикации: 20 июня 2024 г.

Аннотация: Представлены результаты разработки и исследования малогабаритной антенны для установки на стационарные и подвижные наземные, морские или воздушные объекты. Антенна обладает круговой диаграммой направленности в азимутальной плоскости и направленным излучением в угломестной плоскости с максимум диаграммы направленности в плоскости горизонта или под углом от нее. Полученные результаты позволят увеличить дальность управления беспилотными воздушными объектами благодаря более эффективному распределению энергии в канале связи с учетом факторов, вызывающих замирания.

Ключевые слова: беспилотные воздушные объекты, диаграмма направленности, замирания.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Ткаченко М. О. Компактная антенна с увеличенным радиусом действия диапазона 2,4 ГГц // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2024. Т. 7, № 4. С. 672—690.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Ткаченко, М. О. Компактная антенна с увеличенным радиусом действия диапазона 2,4 ГГц / М. О. Ткаченко // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2024. — Т. 7, № 4. — С. 672—690.

1. Введение

Развитие современных телекоммуникационных систем связано с увеличением эффективности использования беспроводного канала связи путем применения мобильных комплексов, работающих в микроволновом диапазоне частот в пределах прямой видимости в некоторой зоне покрытия сети ретрансляторов и базовых станций, что позволяет повысить энергетическую и спектральную эффективность использования передаваемых

сигналов для увеличения емкости информационных потоков и количества обслуживаемых терминалов.

Одним из подходов для решения этой задачи является совершенствование энергетических характеристик периферийного антенного оборудования и обеспечения оптимального баланса цены-качества.

Классическое использование ненаправленных антенн линейной поляризации с узкой диаграммой направленности в составе ретрансляторов позволяет создать зону доступа с определенным радиусом, причем по мере удаления от антенны скорость работы оборудования будет уменьшаться из-за потерь мощности электромагнитных волн в канале связи. Эти потери обусловлены, в том числе, рассогласованием по поляризации между электромагнитной волной и приемной антенной, вызванное деполяризацией электромагнитной волны и произвольным положением приемной антенны.

В [1] описано традиционное использование в составе базовых станций телекоммуникационных систем ненаправленных в азимутальной плоскости антенн линейной поляризации с узкой диаграммой направленности (ДН) в угломестной плоскости, которое позволяет создать зону доступа с определенным радиусом, причем по мере удаления от антенны скорость работы абонентского оборудования будет уменьшаться из-за потерь мощности электромагнитных волн в беспроводном канале связи.

Эти потери обусловлены характеристиками среды распространения, интерференцией падающей и отраженных волн в точке приема, рассогласованием по поляризации между электромагнитной волной, распространяющейся со стороны базовой станции, и приемной антенной, что обусловлено деполяризацией электромагнитной волны и произвольным положением приемной антенны. Для расширения зоны доступа или увеличения скорости работы системы на внешнем периметре этой зоны необходимо либо уменьшать ширину главного луча диаграммы направленности антенны в угломестной плоскости, либо использовать в составе базовой станции ненаправленную в азимутальной плоскости антенну с круговой поляризацией поля излучения. При этом необходимо выполнить требования по массогабаритным параметрам и сопротивлению ветровой нагрузке антенной системы, минимизировать потери в распределительном тракте антенны, обеспечить высокие технико-экономические показатели антенной системы [2]. Для подвижных объектов антенна также должна иметь качественные аэродинамические характеристики.

Применение антенн с круговой поляризацией в азимутальной плоскости поля излучения способствует повышению надежности связи в сложных условиях распространения электромагнитных волн, таких как неблагоприятные метеоусловия или места с плотной городской застройкой, если угловой

сектор по направленности и коэффициенту эллиптичности примерно равны и перекрывают зону покрытия. При этом антенна должна обеспечивать наиболее равномерное распределение излучаемой мощности в зоне покрытия.

Известна разработка ненаправленной антенны круговой поляризации [3]. Антенна состоит из двух излучателей линейной поляризации и системы возбуждения. Два излучателя расположены соосно относительно друг друга. Один из излучателей представляет собой симметричный вибратор, плечи которого представляют собой два соосных полых цилиндра, каждый длиной немного более четверти длины волны. Второй излучатель образован двумя продольными щелями, прорезанными в стенках цилиндров со стороны их внешних торцов на глубину четверти длины волны. Однако данная антенна характеризуется сложной системой возбуждения и относительно низкой направленностью излучения в угломестной плоскости.

Реализация всего комплекса предъявляемых требований является сложной практической задачей, востребованной разработчиками оборудования для беспилотных управляемых аппаратов. Поэтому разработка надежной в эксплуатации, конструктивно простой, малогабаритной антенны с ненаправленной в азимутальной плоскости и направленной в угломестной плоскости диаграммой направленности, обеспечивающей сравнительно с существующими аналогами комплексное улучшение характеристик при сохранении относительно небольших габаритных размеров и простоты ее технологического исполнения является актуальной задачей, имеющей большое практическое значение.

2. Методика расчета диаграммы направленности регулярных и нерегулярных многозаходных цилиндрических спиральных антенн

Для вывода параметрических уравнений для возможных конфигураций антенн воспользуемся представлением круговой спирали, развёрнутой на цилиндре (рис. 1), в параметрическом виде:

$$x = a \cdot \cos \alpha, \quad y = a \cdot \sin \alpha,$$

где угол α отсчитывается от оси X и в пределах одного витка меняется от 0 до 2π , а для спирали с n витками будет меняться от 0 до $2\pi n$ и для каждой последующей спирали — как показано на рис. 2.

Для четырех вариантов круглых рамок запишем параметрические уравнения для объемных структур, включая соотношение для полной длины спирали S . Таким образом, можем рассмотреть геометрические параметры для круговой спирали и их производные.

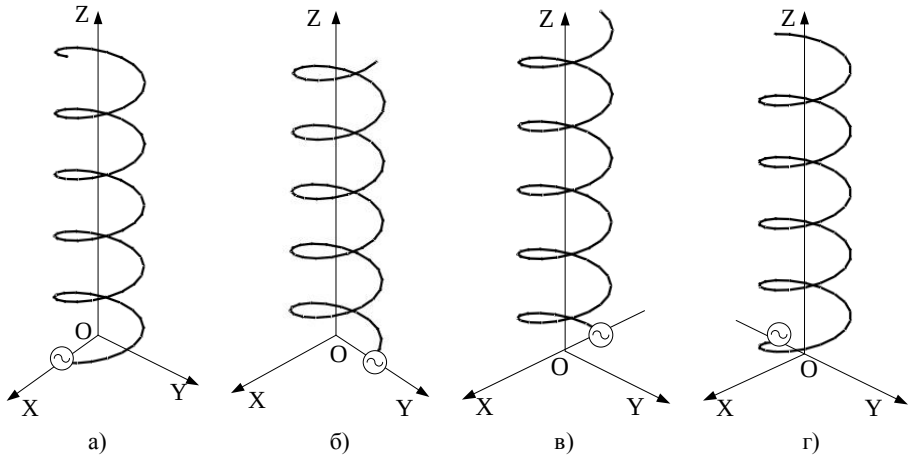


Рис. 1. Схема размещения спиральных излучателей.

Fig. 1. Layout of spiral emitters

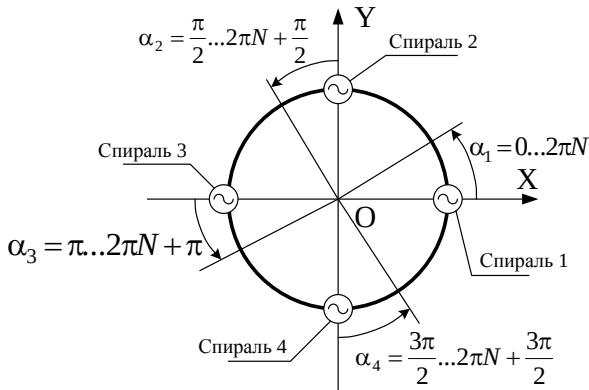


Рис. 2. Схем отсчета центрального угла α .

Fig. 2. Schemes for measuring the central angle α

Для первой спирали:

$$\left\{ \begin{array}{l} x = a \cdot \cos \alpha \\ y = a \cdot \sin \alpha \\ z = a \cdot \alpha \cdot \operatorname{tg} \beta \\ S = a \cdot \alpha \cdot \operatorname{Sec} \beta, \\ \left\{ \begin{array}{l} d x = -a \cdot \sin \alpha \\ d y = a \cdot \cos \alpha \\ d z = a \cdot \operatorname{tg} \beta \end{array} \right. \end{array} \right. \quad (1)$$

где a — радиус окружности, α — центральный угол.

Уравнения для второй спирали:

$$\left[\begin{cases} x = -a \cdot \sin \alpha \\ y = a \cdot \cos \alpha \\ z = a \cdot \alpha \cdot \operatorname{tg} \beta \\ S = a \cdot \alpha \cdot \operatorname{Sec} \beta. \end{cases} \right. \quad (2)$$

$$\left[\begin{cases} dx = -a \cdot \cos \alpha \\ dy = -a \cdot \sin \alpha \\ dz = a \cdot \operatorname{tg} \beta \end{cases} \right.$$

Уравнения для третьей спирали:

$$\left[\begin{cases} x = -a \cdot \cos \alpha \\ y = -a \cdot \sin \alpha \\ z = a \cdot \alpha \cdot \operatorname{tg} \beta \\ S = a \cdot \alpha \cdot \operatorname{Sec} \beta. \end{cases} \right. \quad (3)$$

$$\left[\begin{cases} dx = a \cdot \sin \alpha \\ dy = -a \cdot \cos \alpha \\ dz = a \cdot \operatorname{tg} \beta \end{cases} \right.$$

Уравнения для четвертой спирали:

$$\left[\begin{cases} x = a \cdot \sin \alpha \\ y = -a \cdot \cos \alpha \\ z = a \cdot \alpha \cdot \operatorname{tg} \beta \\ S = a \cdot \alpha \cdot \operatorname{Sec} \beta. \end{cases} \right. \quad (4)$$

$$\left[\begin{cases} dx = a \cdot \cos \alpha \\ dy = a \cdot \sin \alpha \\ dz = a \cdot \operatorname{tg} \beta \end{cases} \right.$$

Исследуемое поле излучения спирали для распределения тока $\vec{I}(s)$ вдоль проводника спирали, можно представить в виде определения векторного потенциала [4]

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_S \vec{I}(s) \frac{\exp(-jkr)}{r} ds, \quad (5)$$

где r — расстояние от точки наблюдения до элемента проводника ds , S — длина спирали; $I(s) = I_0 \exp(-jks)$ — закон распределения тока вдоль проводника спиральной излучающей структуры, который относительно точно можно аппроксимировать бегущей волной.

В сферической системе координат можно разложить $\vec{A}$ на компоненты [5]

$$\vec{A} = A_\theta \vec{\theta} + A_\phi \vec{\phi} + A_r \vec{r}.$$

Можно показать, что в дальней зоне излучения $A_r \approx 0$ и для расчета $\vec{E}$ можно получить формулу

$$\vec{E} = -j \omega (A_\theta \vec{\theta} + A_\phi \vec{\phi}),$$

где $\omega = \sqrt{\varepsilon/\mu}$ — волновое сопротивление среды.

Составляющие вектора A_θ и A_ϕ при вычислении будем определять на основании A_x , A_y и A_z , найденных в декартовой системе координат, для чего используем соотношения:

$$A_\theta = A_x \cos \theta \cos \phi + A_y \cos \theta \sin \phi - A_z \sin \theta,$$

$$A_\phi = -A_x \sin \phi + A_y \cos \phi.$$

С учетом всего вышеизложенного преобразуем формулу (5).

Окончательное соотношение для $\vec{A}$ можно представить в виде [8]:

$$\vec{A} = \vec{i}A_x + \vec{j}A_y + \vec{k}A_z,$$

где:

$$A_x = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{e^{-jkR}}{R} \int_S I(S) \exp[(jk(x \sin \theta \cos \phi + y \sin \theta \sin \phi + z \cos \theta))] dx; \quad (6)$$

$$A_y = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{e^{-jkR}}{R} \int_S I(S) \exp[(jk(x \sin \theta \cos \phi + y \sin \theta \sin \phi + z \cos \theta))] dy; \quad (7)$$

$$A_z = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{e^{-jkR}}{R} \int_S I(S) \exp[(jk(x \sin \theta \cos \phi + y \sin \theta \sin \phi + z \cos \theta))] dz. \quad (8)$$

На основании формул (6—8) запишем выражения для составляющих поля излучения, формируемых каждой из четырех спиральных излучающих структур.

Первая спиральная структура, описываемая системой (1)

$$A_{x1}(\theta, \phi) = -a \int_0^{2\pi n} \exp(-jk S(\alpha)) \exp(jk(a \cos \alpha \sin \theta \cos \phi + a \sin \alpha \sin \theta \sin \phi + a\alpha \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot \cos \theta)) \sin \alpha d\alpha. \quad (9)$$

$$A_{y1}(\theta, \phi) = a \int_0^{2\pi n} \exp(-jk S(\alpha)) \exp(jk(a \cos \alpha \sin \theta \cos \phi + a \sin \alpha \sin \theta \sin \phi + a\alpha \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot \cos \theta)) \cos \alpha d\alpha. \quad (10)$$

$$A_{z1}(\theta, \phi) = a \operatorname{tg} \beta \int_0^{2\pi n} \exp(-jk S(\alpha)) \exp(jk(a \cos \alpha \sin \theta \cos \phi + a \sin \alpha \sin \theta \sin \phi + a\alpha \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot \cos \theta)) d\alpha. \quad (11)$$

Вторая спиральная структура, описываемая системой (2)

$$A_{x2}(\theta, \phi) = -a j \int_0^{2\pi n} \exp(-j k S(\alpha)) \exp(j k (-a \sin \alpha \sin \theta \cos \phi + a \cos \alpha \sin \theta \sin \phi + a \alpha \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot \cos \theta)) \cos \alpha d \alpha. \quad (12)$$

$$A_{y2}(\theta, \phi) = -a j \int_0^{2\pi n} \exp(-j k S(\alpha)) \exp(j k (-a \sin \alpha \sin \theta \cos \phi + a \cos \alpha \sin \theta \sin \phi + a \alpha \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot \cos \theta)) \sin \alpha d \alpha. \quad (13)$$

$$A_{z2}(\theta, \phi) = a j \operatorname{tg} \beta \int_0^{2\pi n} \exp(-j k S(\alpha)) \exp(j k (-a \sin \alpha \sin \theta \cos \phi + a \cos \alpha \sin \theta \sin \phi + a \alpha \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot \cos \theta)) d \alpha. \quad (14)$$

Третья спиральная структура, описываемая системой (3)

$$A_{x3}(\theta, \phi) = -a j \int_0^{2\pi n} \exp(-j k S(\alpha)) \exp(j k (-a \cos \alpha \sin \theta \cos \phi - a \sin \alpha \sin \theta \sin \phi + a \alpha \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot \cos \theta)) \sin \alpha d \alpha. \quad (15)$$

$$A_{y3}(\theta, \phi) = a j \int_0^{2\pi n} \exp(-j k S(\alpha)) \exp(j k (-a \cos \alpha \sin \theta \cos \phi - a \sin \alpha \sin \theta \sin \phi + a \alpha \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot \cos \theta)) \cos \alpha d \alpha. \quad (16)$$

$$A_{z3}(\theta, \phi) = -a \operatorname{tg} \beta \int_0^{2\pi n} \exp(-j k S(\alpha)) \exp(j k (-a \cos \alpha \sin \theta \cos \phi - a \sin \alpha \sin \theta \sin \phi + a \alpha \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot \cos \theta)) d \alpha. \quad (17)$$

Четвертая спиральная структура, описываемая системой (4)

$$A_{x4}(\theta, \phi) = -a j \int_0^{2\pi n} \exp(-j k S(\alpha)) \exp(j k (a \sin \alpha \sin \theta \cos \phi - a \cos \alpha \sin \theta \sin \phi + a \alpha \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot \cos \theta)) \cos \alpha d \alpha. \quad (18)$$

$$A_{y4}(\theta, \phi) = -a j \int_0^{2\pi n} \exp(-j k S(\alpha)) \exp(j k (a \sin \alpha \sin \theta \cos \phi - a \cos \alpha \sin \theta \sin \phi + a \alpha \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot \cos \theta)) \sin \alpha d \alpha. \quad (19)$$

$$A_{z4}(\theta, \phi) = -a j \operatorname{tg} \beta \int_0^{2\pi n} \exp(-j k S(\alpha)) \exp(j k (a \sin \alpha \sin \theta \cos \phi - a \cos \alpha \sin \theta \sin \phi + a \alpha \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot \cos \theta)) d \alpha. \quad (20)$$

Введем обозначения:

$$b_1 = \sin \alpha \sin \theta,$$

$$b_2 = \cos \alpha \sin \theta,$$

$$C(\alpha) = \exp(-j k S(\alpha)),$$

$$M(\alpha) = \exp(j k \cdot a \alpha \operatorname{tg} \beta \cdot \cos \theta).$$

Найдем суммы:

$A_{x1}(\theta, \phi)$ и $A_{x3}(\theta, \phi)$;

$A_{x2}(\theta, \phi)$ и $A_{x4}(\theta, \phi)$;

$A_{y1}(\theta, \phi)$ и $A_{y3}(\theta, \phi)$;

$A_{y2}(\theta, \phi)$ и $A_{y4}(\theta, \phi)$;

$A_{z1}(\theta, \phi)$ и $A_{z3}(\theta, \phi)$;

$A_{z2}(\theta, \phi)$ и $A_{z4}(\theta, \phi)$.

Введем обозначения:

$B_1(\alpha) = 2 \cos(b_2 \cos \phi + b_1 \sin \phi)$;

$B_2(\alpha) = 2 \sin(b_2 \cos \phi + b_1 \sin \phi)$;

$B_3(\alpha) = 2 \cos(-b_1 \cos \phi + b_2 \sin \phi)$;

$B_4(\alpha) = 2 \sin(-b_1 \cos \phi + b_2 \sin \phi)$.

Определим $A_{x13}(\theta, \phi)$

$$A_{x13}(\theta, \phi) = -a \int_0^{2\pi n} C(\alpha) M(\alpha) B_1(\alpha) \sin \alpha d \alpha. \quad (21)$$

Определим $A_{x24}(\theta, \phi)$

$$A_{x24}(\theta, \phi) = -a j \int_0^{2\pi n} C(\alpha) M(\alpha) B_3(\alpha) \cos \alpha d \alpha. \quad (22)$$

Суммарное значение $A_x(\theta, \phi) = A_{x13}(\theta, \phi) + A_{x24}(\theta, \phi)$.

Определим $A_{y13}(\theta, \phi)$

$$A_{y13}(\theta, \phi) = -a \int_0^{2\pi n} C(\alpha) M(\alpha) B_1(\alpha) \cos \alpha d \alpha. \quad (23)$$

Определим $A_{y24}(\theta, \phi)$

$$A_{y24}(\theta, \phi) = -a j \int_0^{2\pi n} C(\alpha) M(\alpha) B_3(\alpha) \sin \alpha d \alpha. \quad (24)$$

Суммарное значение $A_y(\theta, \phi) = A_{y13}(\theta, \phi) + A_{y24}(\theta, \phi)$.

Определим $A_{z13}(\theta, \phi)$

$$A_{z13}(\theta, \phi) = a \int_0^{2\pi n} C(\alpha) M(\alpha) B_2(\alpha) d \alpha. \quad (25)$$

Определим $A_{z24}(\theta, \phi)$

$$A_{z24}(\theta, \phi) = a j \int_0^{2\pi n} C(\alpha) M(\alpha) B_4(\alpha) d \alpha. \quad (26)$$

Суммарное значение $A_z(\theta, \phi) = A_{z13}(\theta, \phi) + A_{z24}(\theta, \phi)$.

3. Конструктивное исполнение и режим работы антенны

Для решения поставленной задачи предлагается сформировать антенную систему на основе четырех цилиндрических спиральных провод-

ников, размещенных на опорном цилиндре (рис. 3), которые характеризуются следующими параметрами:

- радиус образующего их опорного цилиндра,
- количество витков
- нелинейно возрастающий угол намотки проводника.

Подобный подход при определённом режиме возбуждения излучателей позволяет реализовать нестандартный режим работы многозаходной спиральной антенны и ощутимо улучшить поляризационные характеристики антенны по сравнению с существующими аналогами при сохранении в рабочем диапазоне частот качественного согласования на входе антенны.

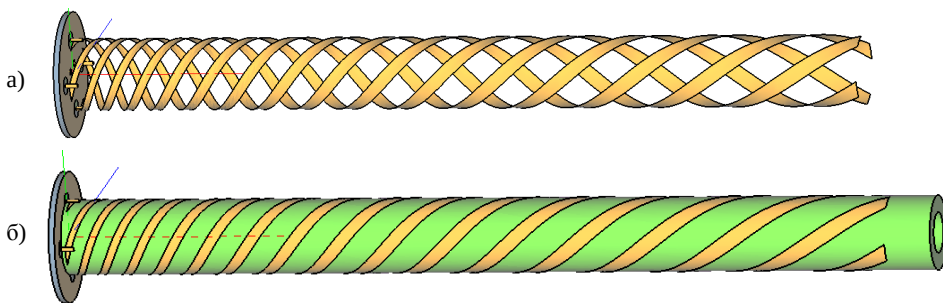


Рис. 3. Упрощённая модель четырехзаходной нерегулярной цилиндрической спиральной антенны в САПР FEKO без учета каркаса (а) с учётом диэлектрического несущего цилиндрического каркаса (б).

Fig. 3. A simplified model of a four-lead irregular cylindrical helical antenna in FEKO CAD without taking into account the frame (a) taking into account the dielectric load-bearing cylindrical frame (б)

Поляризационная структура поля излучения четырехзаходной цилиндрической спиральной антенны определяется соотношениями начальных фаз токов, подводимых ко входам каждого из четырёх спиральных излучателей.

Для возбуждения каждого из четырех спиральных излучателей микрополосковая линия задержки разработана так, чтобы фазовый сдвиг на всех портах был на 90 градусов относительно друг друга, а в центре можно было установить SMA-разъем (рис. 4).

Для получения необходимых характеристик предлагаемая структура требует времени на ее оптимизацию. Однако ее достоинства заключается в эффективном использовании внутреннего пространства экрана, простом и быстром моделировании компактной конструкции и простоте ее изготовления.

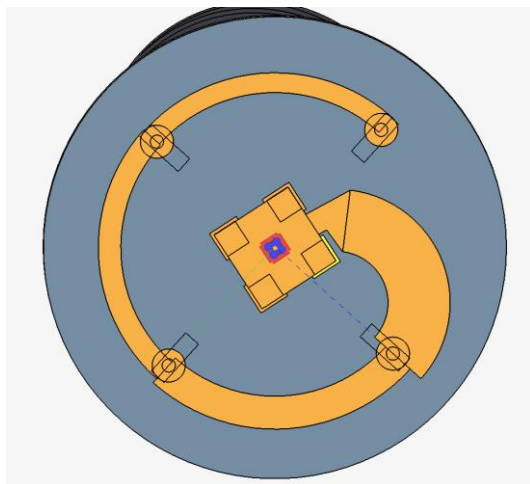


Рис. 4. Микрополосковая линия задержки.

Fig. 4. Microstrip delay line

4. Анализ характеристик четырёхзаходной нерегулярной цилиндрической спиральной антенны

В электродинамической САПР проведены теоретические исследования характеристик излучения и входных характеристик разработанной четырёхзаходной нерегулярной цилиндрической спиральной антенны без обтекателя.

На рис. 5 показаны результирующие диаграммы направленности антенны в плоскости XOZ . На рис. 6 показаны результирующие диаграммы направленности антенны в плоскости XOY . На графиках видно отклонение основных лепестков диаграммы направленности в угловесной плоскости приблизительно на 20 градусов относительно горизонта в исследуемом диапазоне частот.

На рис. 7—10 показаны амплитудные диаграммы направленности $f(\theta)$ и угловые зависимости коэффициента эллиптичности $EC(\theta)$ плоскости XOZ (рис. 7—10 (а)) и в плоскости XOY (рис. 7—10 (б)) на частоте 2,3 ГГц (рис. 7), 2,34 ГГц (рис. 8), 2,38 ГГц (рис. 9), 2,46 ГГц (рис. 10).

Применение микрополосковой линии задержки позволило обеспечить на входе антенны коэффициент стоячей волны по напряжению $VSWR = 1,1$ (рис. 11).

Входное сопротивление антенны на входе микрополосковой линии в показано на рис. 12. Физическая модель разработанной антенны показана на рис. 13.

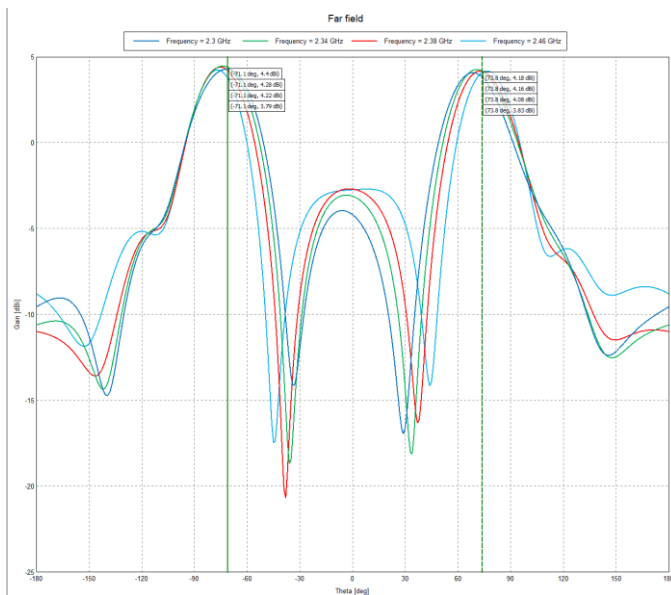


Рис. 5. Результирующие диаграммы направленности антенны в плоскости XOZ.

Fig. 5. Resulting antenna patterns in the XOZ plane

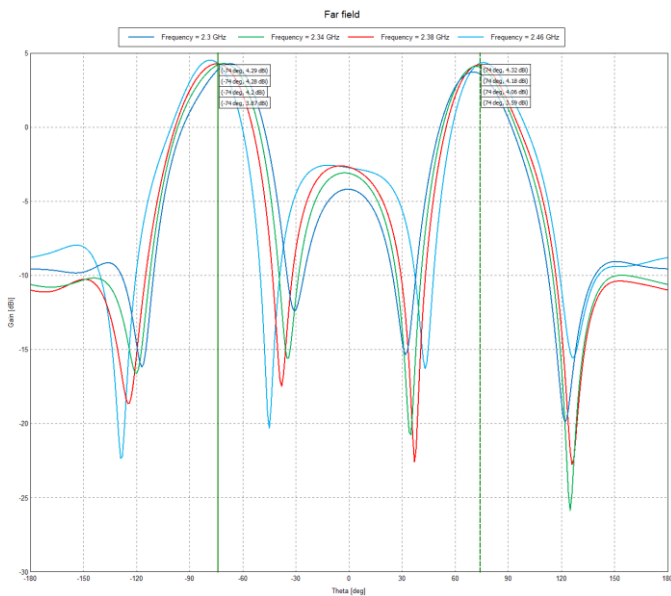


Рис. 6. Результирующие диаграммы направленности антенны в плоскости XOY.

Fig. 6. Resulting antenna patterns in the XOY plane

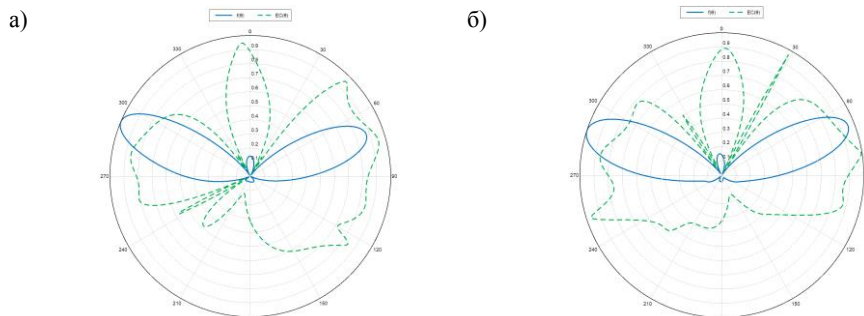


Рис. 7. Диаграмма направленности (сплошная линия) и угловая зависимость коэффициента эллиптичности (пунктир) на частоте 2,3 ГГц.

Fig. 7. Radiation pattern (solid line) and angular dependence of the ellipticity coefficient (dashed line) at a frequency of 2.3 GHz

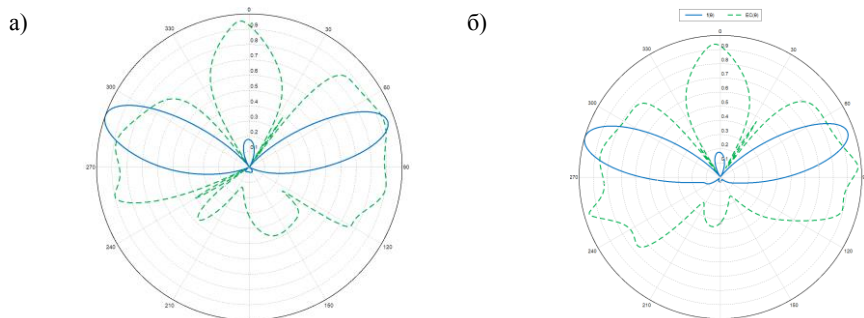


Рис. 8. Диаграмма направленности (сплошная линия) и угловая зависимость коэффициента эллиптичности (пунктир) на частоте 2,34 ГГц.

Fig. 8. Radiation pattern (solid line) and angular dependence of the ellipticity coefficient (dashed line) at a frequency of 2.34 GHz

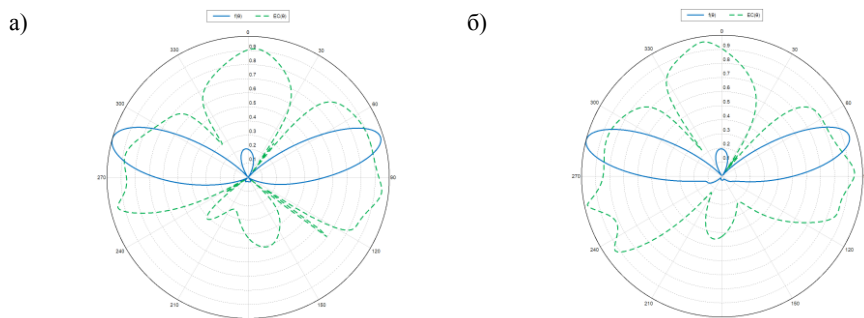
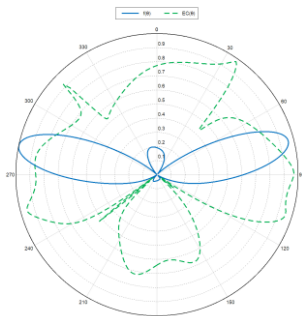


Рис. 9. Диаграмма направленности (сплошная линия) и угловая зависимость коэффициента эллиптичности (пунктир) на частоте 2,38 ГГц.

Fig. 9. Radiation pattern (solid line) and angular dependence of the ellipticity coefficient (dashed line) at a frequency of 2.38 GHz

a)



б)

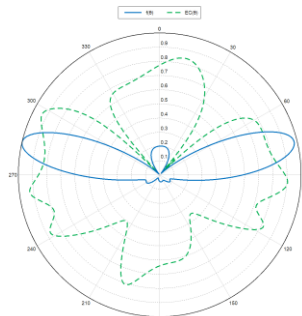


Рис. 10. Диаграмма направленности (сплошная линия) и угловая зависимость коэффициента эллиптичности (пунктир) на частоте 2,46 ГГц.

Fig. 10. Radiation pattern (solid line) and angular dependence of the ellipticity coefficient (dashed line) at a frequency of 2.46 GHz

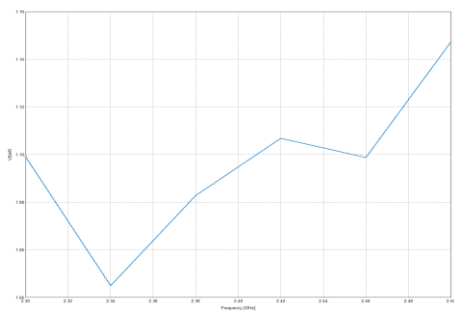


Рис. 11. Коэффициент стоячей волны по напряжению.

Fig. 11. Voltage standing wave ratio

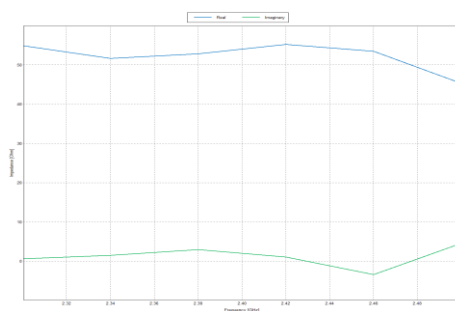


Рис. 12. Входное сопротивление антенны.

Fig. 12. Antenna input impedance



Рис. 13. Изображение физической модели антенны.

Fig. 13. Image of the physical model of the antenna

5. Оптимизация геометрических параметров антенны

Для использования антенны на подвижных объектах малых размеров, необходимо оптимизировать ее массогабаритные параметры, для этого необходимо использовать в качестве несущего цилиндрического каркаса диэлектрик с высокой диэлектрической проницаемостью и малой плотностью, обладающий простотой обработки.

Под текущую задачу были выбраны диэлектрики на основе полимеров. После оптимизации исходной модели в качестве диэлектрика был выбран СВЧ-диэлектрик на основе полимера, наполненный двуокисью титана марки СТ-10 производства ОАО «Завод Магнетон». Материал допускает механическую обработку на металлообрабатывающем оборудовании, выдерживает воздействие кислот, щелочей, обладает высокой адгезией к металлам и обладает следующими характеристиками:

—диэлектрическая проницаемость материала 10 ± 5 %;

—тангенс угла диэлектрических потерь $\leq 0,002$

—плотность $2000 \frac{\text{кг}}{\text{м}^3}$.

На рис. 14 представлена упрощённая оптимизированная модель четырехзаходной ненаправленной цилиндрической спиральной антенны в САПР FEKO. Благодаря выбору диэлектрика геометрическую длину антенны удалось уменьшить до 10 см.

На рис. 15 показаны результирующие диаграммы направленности антенны в плоскости XOZ. На рис. 16 показаны результирующие диаграммы направленности антенны в плоскости XOY.

На рис. 17—19 показаны амплитудные диаграммы направленности $f(\theta)$ и угловые зависимости коэффициента эллиптичности $EC(\theta)$ плоскости XOZ (рис. 17—19 (а)) и в плоскости XOY (рис. 17—19 (б)) на частоте 2,4 ГГц (рис. 17), 2,45 ГГц (рис. 18), 2,5 ГГц (рис. 19).

Применение микрополосковой линии задержки позволило обеспечить на входе антенны коэффициент стоячей волны по напряжению $VSWR < 2$ (рис. 20).

Входное сопротивление антенны на входе микрополосковой линии показано на рис. 21.

Благодаря использованию СВЧ-диэлектрика удалось достичь отклонения в угломестной плоскости лучей ДН порядка 20 градусов относительно горизонтальной плоскости, при этом удалось достичь коэффициент эллиптичности в зоне излучения не менее 0,8.

a)



б)

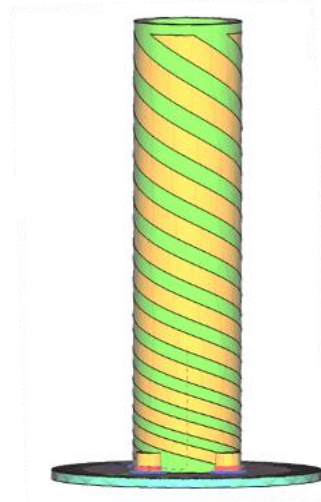


Рис. 14. Упрощённая оптимизированная модель четырехзаходной четырехзаходной нерегулярной цилиндрической спиральной антенны в САПР *FEKO* без учета каркаса (а) с учётом диэлектрического несущего цилиндрического каркаса (б).

Fig. 14. Simplified optimized model of a four-lead, four-lead irregular cylindrical helical antenna in *FEKO* CAD without taking into account the frame (a) taking into account the dielectric load-bearing cylindrical frame (б)

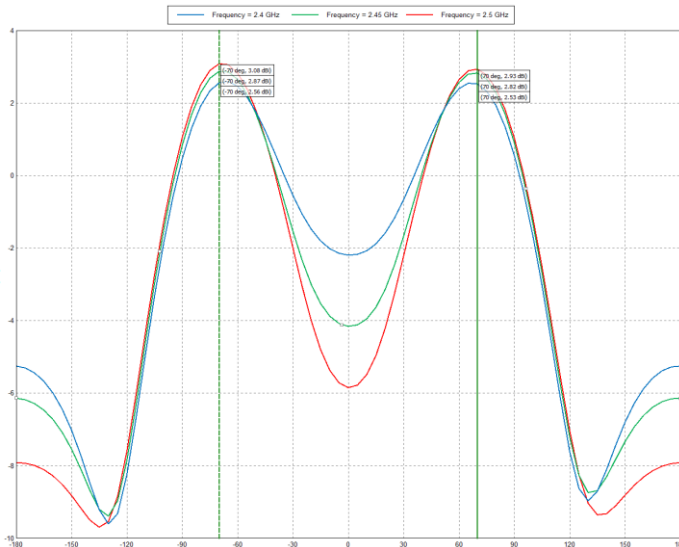


Рис. 15. Результирующие диаграммы направленности антенны в плоскости *XOZ*.

Fig. 15. Resulting antenna patterns in the *XOZ* plane

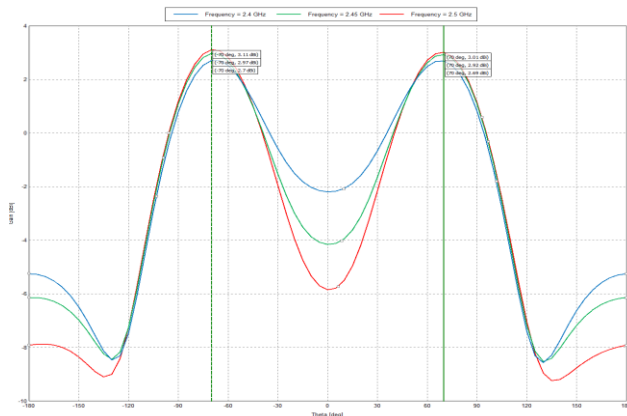


Рис. 16. Результирующие диаграммы направленности антенны в плоскости XOY.

Fig. 16. Resulting antenna patterns in the XOY plane

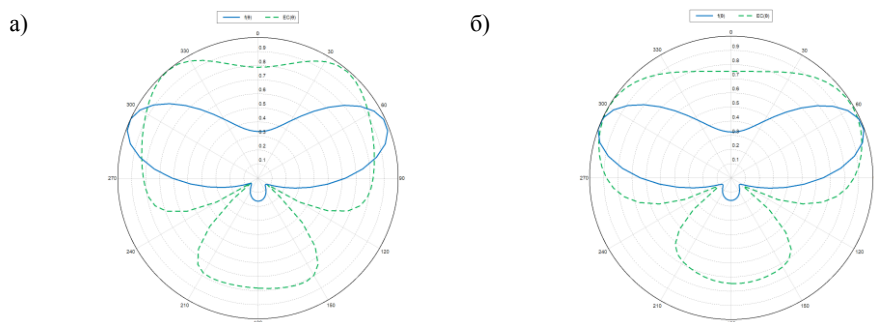


Рис. 17. Диаграмма направленности и угловая зависимость коэффициента эллиптичности на частоте 2,4 ГГц.

Fig. 17. Radiation pattern and angular dependence of the ellipticity coefficient at a frequency of 2.4 GHz

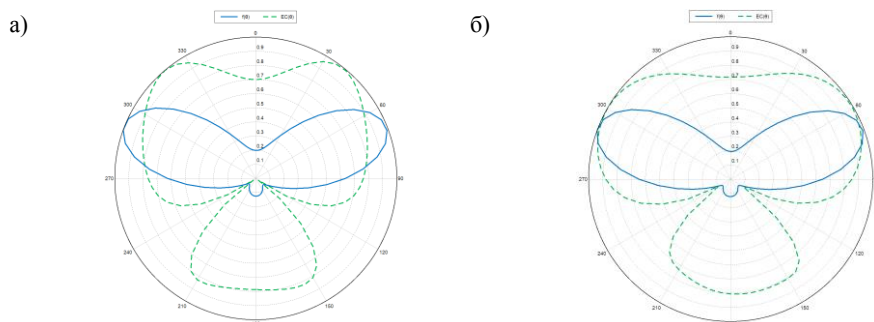
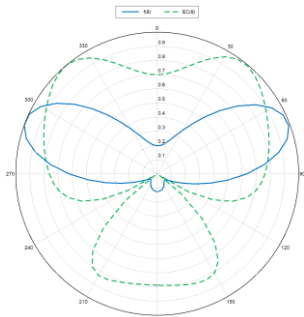


Рис. 18. Диаграмма направленности и угловая зависимость коэффициента эллиптичности на частоте 2,45 ГГц.

Fig. 18. Radiation pattern and angular dependence of the ellipticity coefficient at a frequency of 2.45 GHz

a)



б)

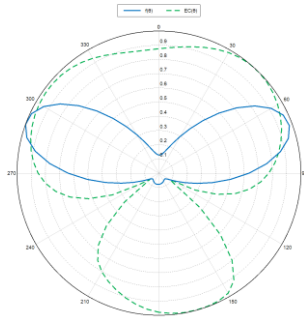


Рис. 19. Диаграмма направленности и угловая зависимость коэффициента эллиптичности на частоте 2,5 ГГц.

Fig. 19. Radiation pattern and angular dependence of the ellipticity coefficient at a frequency of 2.5 GHz

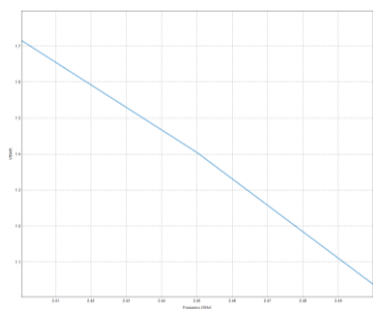


Рис. 20. Коэффициент стоячей волны по напряжению.

Fig. 20. Voltage standing wave ratio

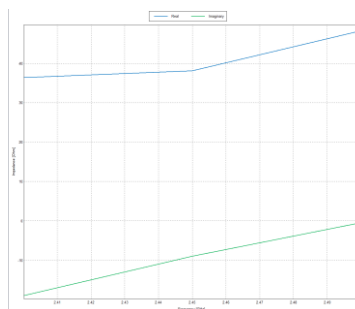


Рис. 21. Входное сопротивление антенны.

Fig. 21. Antenna input impedance

6. Выводы

Разработаны четырехзаходные нерегулярные цилиндрические спиральные антенны, обладающие ненаправленной диаграммой направленности в азимутальной плоскости. Каждая из антенн обладает коэффициентом направленного действия не менее 2,9 дБи. Вместе с тем, каждая из рассмотренных антенн может быть эффективно использована для организации беспроводного канала связи и передачи информации, так как каждая из антенн имеет свой угол склонения главного луча относительно горизонта.

Список литературы

1. Антенные системы сотовой связи. URL: <https://knigogid.ru/books/200686-antennnye-sistemy-sotovo-y-svyazi> (дата обращения: 03.05.2024).
2. Слабонаправленная спиральная антенна с круговой поляризацией поля излучения : пат 2744042 Рос. Федерация № 2019145512 ; заявл. 30.12.2019; опубл. 02.03.2021.

3. Compact circularly polarized omni-directional antenna : Patent 8,203,500 B2 : Appl. No. : 12/692,556 : Jan. 22, 2010 : Date of Patent : Jun. 19, 2012, 33 p.
4. Лобкова Л. М., Проценко М. Б., Ивашина М. В. Математическая модель поля излучения спиральных антенн с заданной геометрией. В сб. Вестник СевГТУ : Информатика, электроника, связь. Севастополь : Изд. СевГТУ, 1999. Вып. 18. С. 31—37.
5. Антенны Wi-Fi. URL: <https://repiter.com/catalog/wi-fi-antenna> (дата обращения: 28.04.2024).

Информация об авторе

Ткаченко Михаил Олегович, ассистент кафедры «Радиоэлектронные системы и технологии» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Compact Antenna with Extended Range of the 2.4 GHz Band

M. O. Tkachenko

Sevastopol State University
33, Universitetskaya st., Sevastopol, 299053, Russian Federation
motkachenko@mail.sevsu.ru

Received: June 5, 2024
Peer-reviewed: June 20, 2024
Accepted: June 20, 2024

Abstract: *The results of the development and research of a small-sized antenna for installation on stationary and mobile ground, sea or air objects are presented. The antenna has a circular radiation pattern in the azimuthal plane and directional radiation in the elevation plane with a maximum radiation pattern in the horizontal plane or at an angle from it. The results obtained will make it possible to increase the control range of unmanned aerial objects due to more efficient energy distribution in the communication channel, taking into account the factors causing fading.*

Keywords: *unmanned aerial objects, directional pattern, fading.*

For citation (IEEE): M. O. Tkachenko, “Compact Antenna with Extended Range of the 2.4 GHz Band,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 672–690, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.4.41. (In Russ.).

References

- [1] Cellular antenna systems. URL: <https://knigogid.ru/books/200686-antennnye-sistemy-sotovoy-svyazi> (access date: 05/03/2024). (In Russ.).
- [2] Weakly directional spiral antenna with circular polarization of the radiation field: Patent 2744042 RF no. 2019145512; appl. 30.12.2019; publ. 02.03.2021. (In Russ.).
- [3] Compact circularly polarized omni-directional antenna: Patent 8,203,500 B2: Appl. No.: 12/692,556; Jan. 22, 2010; Date of Patent: Jun. 19, 2012.
- [4] L. M. Lobkova, M. B. Protsenko, and M. V. Ivashina, “Mathematical model of the radiation field of spiral antennas with a given geometry,” in *Vestnik SevGTU: Informatika, elektronika, svyaz*, Sevastopol: SevGTU, iss. 18, pp. 31–37, 1999. (In Russ.).
- [5] Wi-Fi antennas. URL: <https://repiter.com/catalog/wi-fi-antenna> (access date: 04/28/2024). (In Russ.).

Information about the author

Mikhail O. Tkachenko, assistant at the Department of Radioelectronic Systems and Technologies, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Разработка методики прогнозирования максимальной применимой частоты ионосферных КВ радиолиний на основе синтеза нейросети

Рябова Н. В., Конкин Н. А., Елчанинова А. С.

*Поволжский государственный технологический университет
пл. Ленина, д. 3, г. Йошкар-Ола, 424000, Российская Федерация
konkinna@volgatech.net*

Получено: 20 мая 2024 г.

Отрецензировано: 20 июня 2024 г.

Принято к публикации: 20 июня 2024 г.

Аннотация: Работа посвящена созданию методики краткосрочного прогнозирования максимальной применимой частоты (МПЧ) ионосферных коротковолновых (КВ) радиолиний на основе синтеза нейронной сети (НС), комбинирующей сочетание слоев с долгой краткосрочной памятью и полносвязных. Синтез структур моделей нейронной сети выполнен с использованием фреймворка Keras tuner. Точность прогнозирования МПЧ оценивается с применением оптимизаторов RandomSearch, GridSearch, BayesianOptimizator на экспериментальных результатах максимальной применимой частоты среднеширотной радиолинии протяженностью 2,6 тыс. км. Сравнительный анализ точности прогнозирования МПЧ для трех оптимизаторов выполнен с использованием метрик R2, MAPE, MAE и RMSE. Установлено, что наиболее эффективным оптимизатором является байесовский.

Ключевые слова: КВ-связь, МПЧ, LSTM, Dense, Keras tuner, оптимизатор, RandomSearch, GridSearch, BayesianOptimizator.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Рябова Н. В., Конкин Н. А., Елчанинова А. С. Разработка методики прогнозирования максимальной применимой частоты ионосферных КВ радиолиний на основе синтеза нейросети // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2024. Т. 7, № 4. С. 691—705.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Рябова, Н. В. Разработка методики прогнозирования максимальной применимой частоты ионосферных КВ радиолиний на основе синтеза нейросети / Н. В. Рябова, Н. А. Конкин, А. С. Елчанинова // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2024. — Т. 7, № 4. — С. 691—705.

1. Введение

Для определения параметров ионосферных КВ радиолиний используются программно-аппаратные комплексы диагностики, а также пакеты прикладных программ, позволяющие осуществлять прогнозирование. В Поволжском государственном технологическом университете (ПГТУ) диагностика ионосферы и ионосферных радиоканалов реализована на основе программно-конфигурируемого сенсора [3, 6]. Формат диагностических данных — это ионограммы наклонного или вертикального радиозондирования, которые позволяют оценить зависимость временных задержек сигнала от его радиочастоты. Программно реализованный анализ информации, содержащейся в ионограммах, позволяет определять рабочий диапазон частот в пределах КВ диапазона, где верхняя граница соответствует максимальной применимой частоте (МПЧ). На основе данных об МПЧ затем можно оценивать полосу прозрачности КВ радиолинии и оптимальные рабочие частоты для обеспечения эффективной работы систем радиосвязи.

Из-за изменчивости в геофизическом времени среды (ионосферы) полоса прозрачности и её верхняя граница являются случайными динамическими величинами [1, 4]. Изменчивость ионосферы приводит к непрерывному изменению характеристик радиолиний. В связи с этим актуальной является задача радиопрогнозирования временных трендов характеристик ионосферных КВ-радиолиний, которая может быть решена различными методами. В данной работе применен нейросетевой подход на основе синтеза рекуррентных нейронных сетей (НС) типа *LSTM* с применением библиотеки *Keras tuner* при использовании различных оптимизаторов. В работах [6, 7] были получены результаты по прогнозированию МПЧ методами машинного обучения, текущее исследование направлено на анализ возможностей нейронных сетей для прогнозирования МПЧ. На практике машинное обучение позволяет повысить точность и скорость диагностики характеристик КВ радиолиний, что в свою очередь благоприятно повлияет на обеспечение надежности и устойчивости коммуникационной инфраструктуры передачи данных.

Цель работы — разработка методики синтеза структур нейронных сетей для решения задачи краткосрочного прогнозирования временных рядов максимальной применимой частоты ионосферных КВ радиолиний.

Для реализации поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- 1) Подготовка временного хода максимально применимой частоты в формате датасета для задач машинного обучения.

- 2) Разработка алгоритма синтеза нейронных сетей средствами фреймворка *Keras Tuner*, с использованием *LSTM*- и *Dense*-слоев.

3) Разработка алгоритма эксперимента для оценки точности прогноза МПЧ с учетом оптимизаторов: *RandomSearch*, *GridSearch* и *Bayesian-Optimizer*.

4) Проведение анализа полученных моделей НС на основе метрик: коэффициента детерминации (R^2), средней абсолютной процентной ошибки (MAPE), средней абсолютной ошибки (MAE) и среднеквадратической ошибки (RMSE) с целью выявления эффективных элементов структур нейронных сетей.

5) Сравнительный анализ полученных моделей нейронных сетей.

2. Сбор данных МПЧ средствами программно-аппаратного комплекса наклонного зондирования ионосферы Земли

Для описания набора экспериментальных данных могут применяться инструменты машинного обучения (МО), которое подразделяется на несколько крупных категорий: обучение с учителем (*Supervised Learning*), обучение без учителя (*Unsupervised Learning*), обучение с подкреплением (*Reinforcement Learning*). В данной работе применяется МО с учителем (*Supervised Learning*), идея которого заключается в создании алгоритмов и моделей, способных извлекать закономерности и обучаться на размеченных данных. Следовательно, необходимо сформировать специальную структуру данных с целью решения задачи регрессии.

На первом этапе осуществляется подготовка экспериментальных данных, собранных диагностическим комплексом программно-конфигурируемых средств активного КВ-радиосенсора, которые аккумулируются в базе данных в виде временных рядов МПЧ. Организованные в базе данных временные ряды МПЧ представляют в формате *DataFrame* (датафрейм), который является структурированной табличной версией исходного набора МПЧ с временными метками, где строки — набор данных, а каждый столбец — признак. После этого из преобразованных данных выделяют зависимую переменную — максимально применимую частоту и независимую — время, ее производные (номер дня, часы, минуты) и производные МПЧ (сдвиговые). С учетом переменных выборки формируются по дням в различном процентном соотношении с целью перекрестного анализа, а именно обучающей выборке отдаётся часть, составляющая более 90 %.

Таким образом, формирование датасета МПЧ, полученного на основе экспериментальных данных диагностики ионосферной КВ радиолинии можно представить в виде алгоритма на рисунке 1. Данный алгоритм реализован в виде программы на языке *Python* и включает следующие этапы:

- 1) Ввод в процесс подготовки наборов бинарных данных, полученных в результате диагностики ионосферной КВ-радиолинии.
- 2) Вычисление значений максимально применимой частоты (МПЧ) на основе бинарных данных из файлов, полученных в ходе наклонного зондирования.
- 3) Формирование базы данных временных рядов МПЧ.
- 4) Обработка временных рядов МПЧ с целью выявления и обработки пропущенных отсчетов и аномалий.
- 5) Формирование датафрейма МПЧ с индексами в формате дата-время с помощью инструментов библиотеки *Pandas*.
- 6) Оценка стационарности временного хода МПЧ с целью выявления характеристик и свойств временного ряда.
- 7) Формирование временных предикторов (минуты, часы, дни, года) и сдвиговых значений, полученных путем дифференцирования отсчетов на 1 и 2 шага назад.
- 8) Формирование тренировочной и тестовой выборки из подготовленных данных для дальнейшего обучения и оценки моделей.

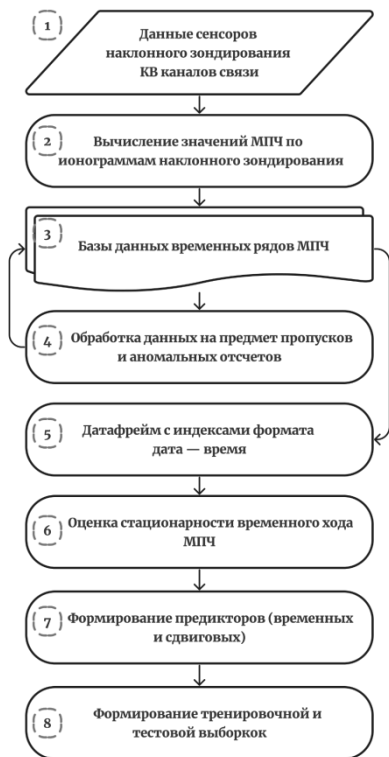


Рис. 1. Блок-схема алгоритма формирования датасета МПЧ для задач машинного обучения на основе данных наклонного зондирования ионосферы.

Fig. 1. Block diagram of the algorithm for generating an MUF dataset for machine learning tasks based on oblique sounding data of the ionosphere

В результате работы алгоритма (рис. 1) был сформирован датасет из данных среднеширотной среднеширотной трассы о. Кипр — г. Йошкар-Ола протяженностью 2,6 тыс. км с матрицей признаков, содержащей 5 предикторов: 2 смещения (на один и два отсчета соответственно), минуты, часы и номер дня в году. Сдвиговые предикторы вычислены путем вычитания из текущего ряда его сдвига на 1 и 2 отсчета соответственно. Этот метод позволяет исключить влияние временных тенденций, сфокусировавшись только на изменениях, происходящих в рассматриваемом временном ряду. Кроме признаков структурированные данные содержат 99 дней (28512 отсчетов), из которых 89 используется как тренировочная часть, а тестовая часть составляет 1 день. Оставшиеся 9 дней предназначены для проверки точности прогноза. В тестовой части данного временного ряда имеется нестационарный тренд (среднее изменение матожидания между днями составляет 5 %, пиковое — 12 %). Таким образом, для анализа был выбран сложный участок временного ряда МПЧ, охватывающий 10 прогностических однодневных периодов с соответствующей оценкой точности.

Для определения стационарности исследуемого временного ряда максимальной применимой частоты применен расширенный тест Дики-Фуллера (*ADF*). Тест *ADF* проверяет нулевую гипотезу о нестационарности временного ряда. Данный критерий важен, т. к. стационарный временной ряд является предпочтительным при прогнозировании. Для проведения тестов использовались функции из библиотеки *Statsmodels*. Результаты показали, что значение статистики для *ADF* составило $-36,59$ при однопроцентном критическом значении в $-3,43$. С уверенностью 99 % в метрике *ADF* можно заключить, что исследуемый временной ряд стационарен, что делает его пригодным для прогнозирования.

3. Методика синтеза структур нейронных сетей для решения задачи прогнозирования МПЧ

В процессе подготовки и обработки данных выделенная тренировочная и тестовая выборки в дальнейшем используются для синтеза и пространственного поиска оптимальных гиперпараметров моделей нейронных сетей на основе библиотеки *Keras Tuner*. Систематизировать данный процесс можно в виде алгоритма (рис. 2), который реализован средствами языка программирования *Python* и включает следующие этапы:

1) Формирование пространственного поиска параметров нейронной сети. При организации пространственного поиска были заданы диапазоны количества слоев для *Dense* и *LSTM* слоев, а также указан список функций активации.

2) Начало итеративного поиска для заданных диапазонов *LSTM*- и *Dense*-слоев.

3) Создание массивов переменных, содержащих количество нейронов для каждого слоя итерации.

4) В результате итераций формируются массивы нейронов для каждого набора *Dense* и *LSTM* слоев.

5) Создание входного слоя нейронной сети, содержащего признаки.

6) Создание скрытых *Dense*- и *LSTM*-слоев на основе заданных массивов нейронов и диапазонов слоев.

7) Создание выходного слоя.

8) Инициализация выбранного оптимизатора (*RandomSearch*, *GridSearch*, *BayesianOptimizador*) с целью поиска оптимальных значений параметров нейронной сети.

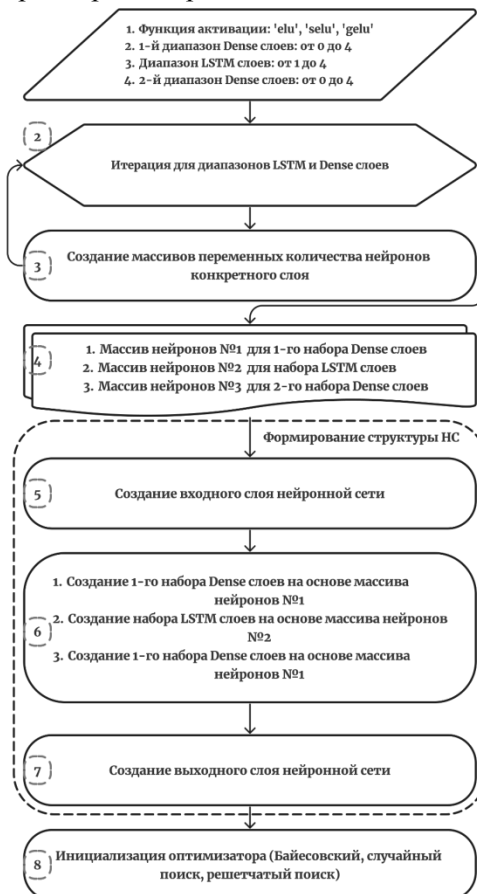


Рис. 2. Блок-схема алгоритм синтеза структур нейронных сетей на основе библиотеки *Keras Tuner*.

Fig. 2. Flowchart of an algorithm for synthesizing neural network structures based on the Keras Tuner library

Формирование структуры нейронной сети реализовано на основе библиотеки *Keras* фреймворка *Tensorflow*. В качестве оболочки, которая контролировала процесс подбора структуры нейронной сети, использована библиотека *Keras Tuner*. В общих чертах: для синтеза структуры нейронной сети был применен итеративный поиск комбинаций параметров и структуры *LSTM* с помощью заданных диапазонов *LSTM*- и *Dense*-слоев, массивов нейронов, списка функций активации. Поиск наилучших конфигураций выполнен оптимизаторами *Grid Search*, *Random Search* и *BayesOptimization*.

4. Алгоритм эксперимента по синтезу оптимальной структуры нейросети

В целом оптимизаторы позволяют автоматически настраивать гиперпараметры модели, такие как скорость обучения, количество слоев, количество нейронов в слоях, функции активации. Однако каждый оптимизатор базируется на разных принципах пространственного поиска оптимальных параметров и имеет уникальный параметр настройки алгоритма [2, 5]:

— Алгоритм *RandomSearch* использует неравномерный случайный подбор комбинаций гиперпараметров из заданного пространства поиска параметров. Для настройки случайного поиска используется параметр начального значения (*seed*) для генерации значений параметров;

— Алгоритм *BayesianOptimizador* является эффективным методом оптимизации, основанным на построении вероятностной модели функции потерь, которая позволяет учитывать ранее полученные результаты и настраивать параметры модели на основе этих данных. Настройка байесовской оптимизации осуществляется с помощью параметра *alpha* и количества начальных точек для инициализации байесовской оптимизации (*num_initial_points*);

— Алгоритм *GridSearch Tuner* основан на равномерном переборе всех возможных комбинаций гиперпараметров из определенного пространства поиска. Настройка решетчатого поиска предполагает наличие словаря (*hyperparameters*), определяющего диапазоны значений гиперпараметров для перебора.

Также для настройки оптимизаторов применяются общие параметры, такие как модель нейронной сети, для которой будут подбираться гиперпараметры (*hypermodel*); целевая метрика, на основе которой выполняется оптимизация (*objective*); максимальное количество итераций поиска гиперпараметров (*max_trials*).

В итоге процедура синтеза модели НС для прогнозирования МПЧ включает в себя процесс настройки оптимизаторов, проведение итерационного поиска оптимальной структуры моделей НС и проверку качества синтезированных моделей. Алгоритм проведенного эксперимента на этапах 3 и 4 (рис. 3) включает методику синтеза НС (рис. 2). Его итоговый вариант представлен на рис. 3 и содержит следующие основные этапы:

1. Ввод в процесс прогнозирования подготовленных тренировочной и тестовой выборки МПЧ.
2. Нормализация предикторов в диапазоне значений от 0 до 1 с помощью функции *StandarScaler*.
3. Формирование пространственного поиска гиперпараметров и структуры нейронной сети. Задается пространство поиска для определения оптимальной комбинации гиперпараметров и структуры нейронной сети.
4. Работа фреймворка *Keras tuner* с целью итерационного поиска эффективной структуры НС и лучших комбинаций гиперпараметров оптимизаторами случайного поиска (*RandomSearch*), решетчатого поиска (*GridSearch*) и байесовской оптимизации (*BayesianOptimizer*)
5. Анализ оптимизированных моделей, сохранение 10 лучших моделей каждого оптимизатора.
6. Оценка точности моделей на тестовой выборке.
7. Оценка точности по метрикам R^2 , *MAPE*, *MAE* и *RMSE*.
8. Аккумуляция значений точности прогноза текущей итерации.
9. Выявление наиболее точного оптимизатора на базе сравнительного анализа точности прогнозирования МПЧ.

5. Анализ результатов эксперимента

В ходе экспериментальной апробации алгоритма (рис. 3) получены результаты на 10 однодневных отрезках МПЧ, для примера один из них представлен на рис. 4. На графике (рис. 4) приведен реальный ход МПЧ и результаты прогноза нейронных сетей, полученных исследуемыми оптимизаторами: случайного поиска, решетчатого поиска и байесовской оптимизации.

По результатам анализа прогноза МПЧ было выявлено, что каждому прогнозируемому периоду соответствует наилучшая синтезированная оптимизированная модель. Анализ точности прогнозирования максимально применимой частоты осуществлялся с помощью метрик средней абсолютной процентной ошибки (*MAPE*), средней абсолютной ошибки (*MAE*), среднеквадратической ошибки (*RMSE*) и коэффициента детерминации (R^2). Сводный результат по метрикам представлен на рис. 5 и 6.

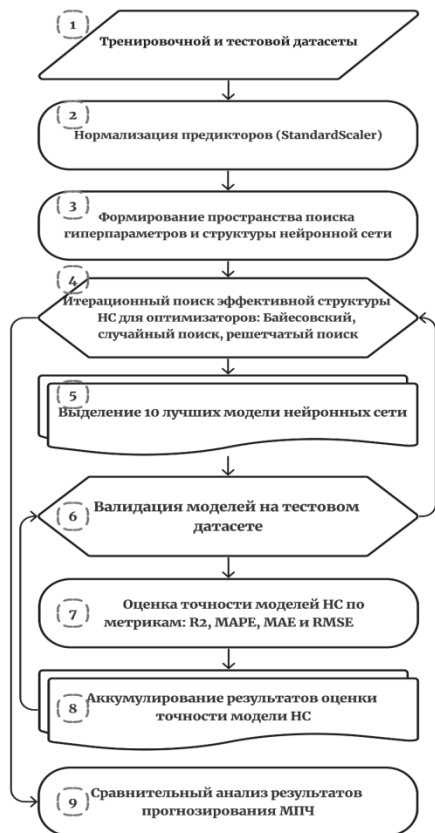


Рис. 3. Блок-схема алгоритма эксперимента по синтезу оптимальной структуры НС с целью прогнозирования МПЧ.

Fig. 3. Flowchart of the experimental algorithm for synthesizing the optimal structure of a neural network for the purpose of predicting MUF

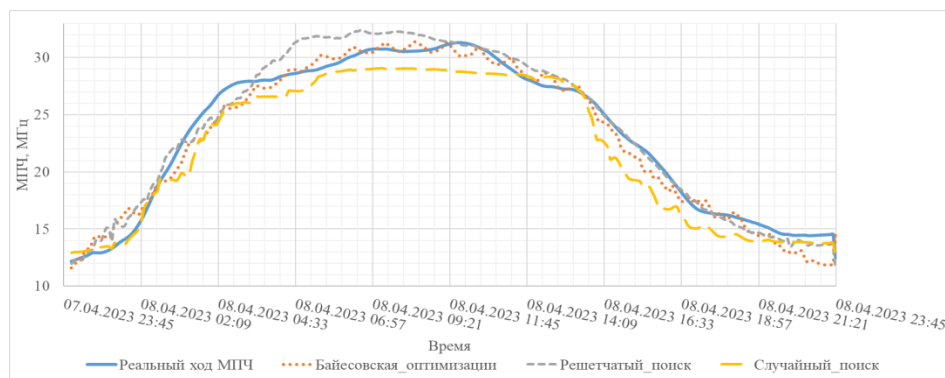


Рис. 4. График реального и прогнозируемого временного хода МПЧ на основе нейронных сетей различных оптимизаторов поиска.

Fig. 4. Graph of real and predicted time course of MUF based on neural networks of various search optimizers

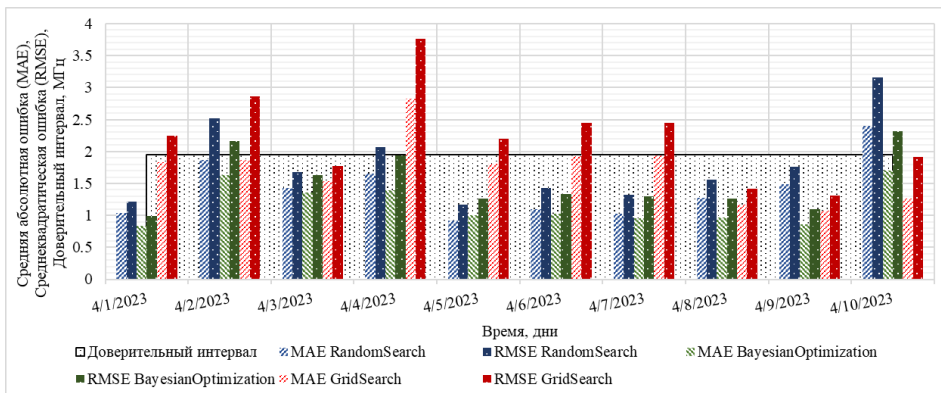


Рис. 5. Результаты прогноза МПЧ по метрикам MAE и RMSE в диапазоне от 1 до 10 дней.

Fig. 5. Results of MUF forecast using MAE and RMSE metrics in the range from 1 to 10 days

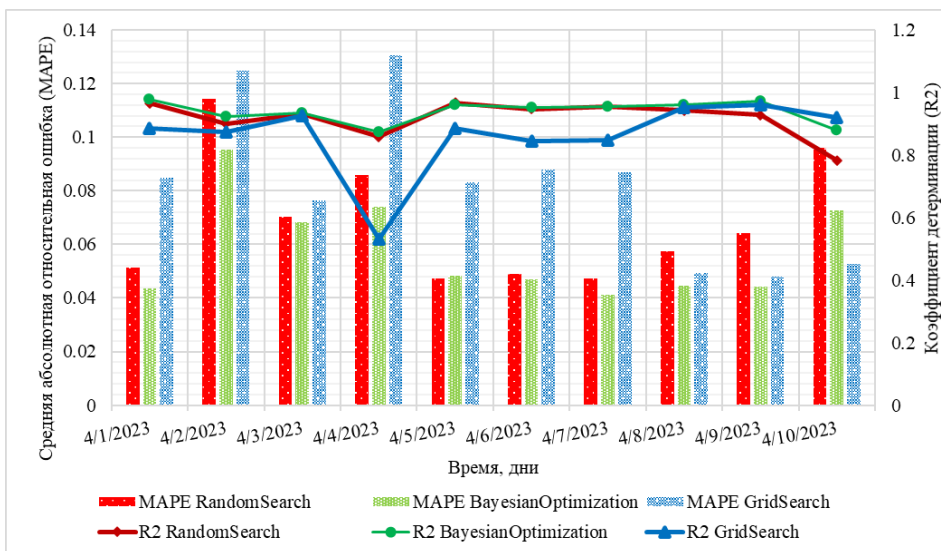


Рис. 6. Результаты прогноза МПЧ по метрикам MAPE и R^2 в диапазоне от 1 до 10 дней.

Fig. 6. Results of MUF forecast using MAPE and R^2 metrics in the range from 1 to 10 days

Хорошим в рамках эксперимента считается результат прогнозирования при значениях $RMSE$ и MAE в пределах доверительного интервала временного хода МПЧ (1,92 МГц), отличным для работы систем связи в пределах 1 МГц. На основе анализа метрик эксперимента согласно рис. 5 и 6 сделаны следующие заключения:

RandomSearch демонстрирует ошибку прогноза менее 1 МГц на одном из прогнозных периодов по метрике MAE . Для всех прогнозных пери-

одов наблюдаются вариации точности: от 0,84 до 2,13 МГц — по *MAE*, от 1,04 до 2,77 МГц — по *RMSE*, от 0,74 до 0,97 — по R^2 , от 0,04 до 0,11 — по *MAPE*. Средние значения коэффициента детерминации свидетельствуют о том, метод оптимизации не всегда точно может предсказать динамику изменения временного ряда и обеспечить приемлемый уровень точности.

GridSearch показывает ошибку прогноза, превышающую 1 МГц по *MAE* на всех прогнозных периодах, для которых отмечаются вариации точности: от 1,07 до 2,82 МГц — по *MAE*, от 1,31 до 3,77 МГц — по *RMSE*, от 0,53 до 0,96 — по R^2 , от 0,05 до 0,13 — по *MAPE*. Низкие значения коэффициента детерминации свидетельствуют о том, что метод оптимизации неточно предсказывает динамику изменения и склонен к грубой оценке временных изменений данных.

BayesianOptimization показывает ошибку прогноза менее 1 МГц на четырех прогнозных периодах по метрике *MAE*. Для всех прогнозных периодов наблюдается вариация точности: от 0,84 до 1,71 МГц — по *MAE*, от 0,99 до 2,31 МГц — по *RMSE*, от 0,87 до 0,98 — по R^2 , от 0,04 до 0,10 — по *MAPE*. Высокие значения коэффициента детерминации в среднем свидетельствуют о том, что метод оптимизации позволяет достаточно точно предсказать динамику изменения временного ряда.

Наиболее точным прогнозом МПЧ обладают оптимизаторы *RandomSearch* и *BayesianOptimization*. Из них применение алгоритма *BayesianOptimization* позволило повысить коэффициент детерминации на 2,2 %, а также уменьшить значение ошибок по *MAE* на 17,3 %, по *RMSE* — на 14,5 %, по *MAPE* — на 14,7 %. Только первый прогнозный период по критерию среднеквадратической ошибки выходит за предел доверительного интервала. В среднем по коэффициенту детерминации Байесовский оптимизатор имеет прирост примерно на 2 % при минимальном значении метрики в 87 %.

6. Анализ полученных структур нейронных сетей

Представленные ранее метрики для каждого оптимизатора получены путем объединения прогнозов лучших из 10 моделей нейронных сетей. В ходе анализа структур моделей нейронных сетей, синтезированных с использованием оптимизаторов *GridSearch*, *BayesianOptimization* и *RandomSearch*, определены следующие зависимости:

— Применение оптимизатора *GridSearch* позволяет создавать более простые структуры, которые содержат один *LSTM*-слой и один выходной *Dense*-слой с функцией активации *elu*. Диапазон количества нейронов в слоях варьируется от 1 до 5.

— Применение *BayesianOptimization* позволяет создать более сложные структуры нейронных сетей, содержащие от 2 до 4 *LSTM* слоев, от 1 до 8 *Dense*-слоев, от 4 до 7 *Dropout*-слоев. Диапазон количества нейронов в слоях варьируется от 33 до 487. Кроме того, была задействована следующая функция активации: *selu, elu, gelu*.

— При использовании *RandomSearch* наблюдается создание разнообразных моделей нейронных сетей, включающих в себя от 1 до 3 *LSTM*-слоев, от 1 до 8 *Dense*-слоев. Диапазон количества нейронов в слоях варьируется от 13 до 505. Также были подобраны функции активации: *selu, elu*.

Таким образом, выбор оптимизатора для синтеза моделей нейронных сетей влияет на их структуру, сложность и соответственно точность прогноза. Оптимизаторы, генерирующие более сложные и разнообразные структуры способны в большей степени адаптировать конфигурации нейронных сетей под различные аспекты и прогнозные периоды.

7. Заключение

Разработана методика автоматической настройки гиперпараметров (синтеза) нейронных сетей для повышения точности краткосрочного прогноза временных рядов максимальной применимой частоты КВ радиолиний.

Методика включает в себя алгоритмы, реализованные на языке программирования *Python*, для подготовки данных, синтеза моделей нейронных сетей на основе фреймворка *Keras tuner*. Синтезированные структуры нейронных сетей были протестированы на неоднородном участке временного ряда МПЧ, полученного на среднеширотной КВ-радиолинии протяженностью 2,6 тыс. км.

В ходе тестирования (эксперимента) получены следующие усредненные показатели. Для байесовской оптимизации: 1,173 МГц по метрике *MAE*, 1,529 МГц по метрике *RMSE*, 0,939 по метрике R^2 , 0,058 по метрике *MAPE*. Для случайного поиска: 1,419 МГц по метрике *MAE*, 1,788 МГц по метрике *RMSE*, 0,918 по метрике R^2 и 0,068 по метрике *MAPE*. Для решетчатого поиска: 1,723 МГц по метрике *MAE*, 2,239 МГц по метрике *RMSE*, 0,863 по метрике R^2 и 0,082 по метрике *MAPE*. Как следует из усредненных показателей точности, наиболее эффективным методом оптимизации является байесовская оптимизация. Применение *BayesianOptimization* позволило повысить коэффициент детерминации на 2,2 %, а также уменьшить значение ошибок по *MAE* на 17,3 %, по *RMSE* на 14,5 % и по *MAPE* на 14,7 % относительно *RandomSearch*. Ошибки прогноза находятся в пределах среднего доверительного интервала, который составил 1,92 МГц. Таким образом, чтобы добиться наиболее высокой точности прогнозирова-

ния МПЧ, необходимо использовать оптимизаторы, которые создают более сложные и разнообразные структуры нейронных сетей (*Bayesian Optimization* или *RandomSearch*), а для задач разведочного анализа можно применять метод *RandomSearch*.

Разработанная методика поиска оптимальных (квазиоптимальных) комбинаций гиперпараметров структур нейронных сетей в зависимости от используемого оптимизатора позволяет уменьшать время обучения при заданной точности и коэффициенте сходимости.

Благодарности

Работа выполнена при поддержке гранта № 23-19-00145 Российского научного фонда.

Список литературы

1. Иванов Д. В., Иванов В. А., Рябова Н. В., Овчинников В. В. Новые возможности систем широкополосной когнитивной связи, работающих в ионосферных КВ-радиоканалах с внутримодовой дисперсией // Радиотехника. 2022. Т. 86, № 11. С. 162—177.
2. Hutter F., Kotthoff L., Vanschoren J. Automated machine learning : methods, systems, challenges. Springer Nature, 2019. 219 p.
3. Ivanov D. V., Ivanov V. A., Ryabova N. V. et al. Advances in ionospheric hf communication. Development of methods, hardware solutions and research findings. In : Propagation of radio waves : Proceedings of the XXVII All-Russian Open Scientific Conference (Kaliningrad, June 28 – July 03, 2021). 2021. P. 68–85.
4. Иванов, Д. В., Иванов В. А., Рябова Н. В. и др. Активный сенсор с дистанционным управлением для диагностики широкополосных ионосферных радиоканалов OFDM-BPSK сигналами // Радиотехника. 2022. Т. 86, № 12. С. 90—104.
5. Anjir A. C., Khadija K. A. H., Argho D. A comparative study of of Hyperparameter Optimization Techniques for Deep Learning. Conference. In : International Joint Conference on Advances in Computational Intelligence (Bangladesh, January, 2021). 2021. P. 1–14.
6. Конкин Н. А. Методика и алгоритм определения периодов оперативного прогнозирования динамики максимально применимых частот КВ-связи на основе алгоритма машинного обучения XGBoost // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2022. № 3(55). С. 6—16.
7. Конкин Н. А. Гибридный метод прогнозирования МПЧ КВ-радиосвязи на основе модели SARIMA и метода машинного обучения XGBoost. В сб. : 28-я Всероссийская открытая научная конференция «Распространение радиоволн» (Йошкар-Ола, 16—19 мая 2023 г.). 2023. С. 228—231.

Информация об авторах

Рябова Наталья Владимировна, доктор физ.-мат. наук, профессор, зав. кафедрой радиотехники и связи Поволжского государственного технологического университета (ПГТУ), Йошкар-Ола, Российская Федерация.

Конкин Никита Александрович, аспирант, старший преподаватель кафедры радиотехники и связи ПГТУ, Йошкар-Ола, Российская Федерация.

Елчанинова Анастасия Сергеевна, магистрант кафедры радиотехники и связи ПГТУ, Йошкар-Ола, Российская Федерация.

Development of a Methodology for Predicting the Maximum Usable Frequency of HF Communication Channels Based on a Neural Network Approach

N. V. Ryabova, N. A. Konkin, and A. S. Elchaninova

Volga State University of Technology
3, Lenin sqr., Yoshkar-Ola, 424000, Russian Federation
konkinna@volgatech.net

Received: May 20, 2024

Peer-reviewed: June 20, 2024

Accepted: June 20, 2024

Abstract: The work is devoted to the development of a methodology for short-term forecasting of the characteristics of short-wave (HF) communication channels – the maximum usable frequency (MUF) based on a neural network (NN), combining a combination of layers with long short-term memory and fully connected ones. The synthesis of neural network model structures was performed using the Keras tuner framework. The MUF forecasting accuracy was assessed using the RandomSearch, GridSearch, and BayesianOptimizer optimizers using data from the maximum usable frequency of a mid-latitude path with a length of 2600 km. A comparative analysis of the MUF prediction accuracy of three optimizers was performed using the metrics R2, MAPE, MAE and RMSE. Based on the results of the comparative analysis, it was found that the most effective optimizer is the Bayesian, in which the average error rate was 1.173 MHz for the MAE metric, 1.529 MHz for the RMSE metric, 0.939 for the R2 metric and 0.058 for the MAPE metric.

Keywords: HF-communication, MUF, LSTM, Keras tuner, optimizer, RandomSearch, GridSearch, BayesianOptimizer.

For citation (IEEE): N. V. Ryabova, N. A. Konkin, and A. S. Elchaninova, “Development of a Methodology for Predicting the Maximum Usable Frequency of HF Communication Channels Based on a Neural Network Approach,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 691–705, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.4.42. (In Russ.).

References

- [1] D. V. Ivanov, V. A. Ivanov, N. V. Ryabova, and V. V. Ovchinnikov, “New capabilities of wideband cognitive communication systems operating over ionospheric HF radio channels with intramode dispersion,” *Radiotekhnika*, vol. 86, no. 11, pp. 162–177, 2022, doi: 10.18127/j00338486-202211-23. (In Russ.).
- [2] F. Hutter, L. Kotthoff, and J. Vanschoren, *Automated Machine Learning*, Springer Nature, 2019.

- [3] D. V. Ivanov, V. A. Ivanov, N. V. Ryabova, et al., “Advances in ionospheric hf communication. Development of methods, hardware solutions and research findings,” in *Propagation of radio waves: Proceedings of the XXVII All-Russian Open Scientific Conference* (Kalinin-grad, June, 28 – July 03, 2021), 2021, pp. 68–85.
- [4] D. V. Ivanov, V. A. Ivanov, N. V. Ryabova, et al. “Active sensor with remote control for diagnostics of broadband ionospheric radio channels with OFDM-BPSK-signals,” *Radio-tekhnika*, vol. 86, no. 12, pp. 90–104, 2022, doi: 10.18127/j00338486-202212-08. (In Russ.).
- [5] A. C. Anjir, K. A. H. Khadija, and D. Argho, “A comparative study of Hyperparameter Optimization Techniques for Deep Learning,” in *International Joint Conference on Advances in Computational Intelligence* (Bangladesh. January, 2021), 2021, pp. 1–14.
- [6] N. A. Konkin, “Methodology and Algorithm for Determining the Periods of Operational Forecasting of the Maximum Usable Short Wave Communication Frequencies Based on the XGboost Machine Learning Algorithm,” *Vestnik Povolzhskogo gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta. Seriya: Radiotekhnicheskie i infokommunikacionnye sistemy*, No. 3(55), pp. 6–16, 2022. (In Russ.).
- [7] N. A. Konkin, Prediction of MUF HF radio communication based on the hybrid method of the ARIMA model and the machine learning method XGBoost,” in: *28th All-Russian open scientific conference. “Propagation of radio waves”* (Yoshkar-Ola, May 16–19, 2023), 2023, pp. 228–231. (In Russ.).

Information about the authors

Natalya V. Ryabova, doctor of physical and mathematical sciences, professor, Head of the Department of Radio Engineering and Communications of the Volga State University of Technology, Yoshkar-Ola, Russian Federation.

Nikita A. Konkin, senior of the Department of Radio Engineering and Communications of the Volga State University of Technology, Yoshkar-Ola, Russian Federation.

Anastasia S. Elchaninova, master’s student of the Department of Radio Engineering and Communications of the Volga State University of Technology, Yoshkar-Ola, Russian Federation.

Принципы перехода отечественной системы ближней навигации и посадки в сантиметровый диапазон волн

^{1,2}Криворучко Ю. Т., ²Король В. М., ²Княжский А. Ю., ²Шатраков Ю. Г.

¹ Санкт-Петербургский государственный университет гражданской авиации
ул. Пилютов, д. 38, г. Санкт-Петербург, 196210, Российская Федерация

² АО «Обуховский завод»
пр. Обуховской Обороны, 120, г. Санкт-Петербург, 192012, Российская Федерация
krivoruchko.yuri@mail.ru

Получено: 22 мая 2024 г.

Отрецензировано: 20 июня 2024 г.

Принято к публикации: 20 июня 2024 г.

Аннотация: В статье рассмотрены принципы перехода отечественной радиотехнической системы ближней навигации и посадки РСБН/ПРМГ в сантиметровый диапазон волн (6 см), выделенный для микроволновой системы посадки. Предлагаемый подход обеспечит создание системы — единой для летательных аппаратов различных классов и различных ведомств, включая гражданскую, государственную и космическую авиацию.

Ключевые слова: микроволновая система посадки, сканирующий луч с опорным временем, когнитивная обработка, структура модели системы посадки.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Криворучко Ю. Т., Король В. М., Княжский А. Ю., Шатраков Ю. Г. Принципы перехода отечественной системы ближней навигации и посадки в сантиметровый диапазон волн // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 706—719.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Криворучко, Ю. Т. Принципы перехода отечественной системы ближней навигации и посадки в сантиметровый диапазон волн / Ю. Т. Криворучко, В. М. Король, А. Ю. Княжский, Ю. Г. Шатраков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2024. — Т. 7, № 4. — С. 706—719.

1. Введение

Отметим четыре определяющих этапа в становлении отечественной ближней радионавигации. Первый этап — изобретение радио А. С. Попо-

вым и его экспериментальные работы по отражению радиосигналов от кораблей. Второй этап — монография «Радиомаяки» [1], изданная в 1936 году в СССР авторами Баженовым В. И. (д. т. н., профессором) и Мясо-едовым Н. А., которая явилась первым теоретическим и практическим руководством по радиомаякам, а ее автор, Валериан Иванович Баженов, фактически стал «отцом» советской радионавигации. Третий этап — разработка в 1939 г. в СССР первой отечественной инструментальной системы «Ночь-1» для обеспечения посадки в ночное время бомбардировщиков ДБ-3 во время военного конфликта с Финляндией. Главным конструктором этой системы был сотрудник НИИ-33, в последующем ВНИИРА, И. М. Векслин. Четвертый этап — разработка под руководством Г. А. Пахолкова в конце 50-х годов первой отечественной азимутально-дальномерной радиотехнической системы ближней навигации (РСБН), обладающей высокой точностью определения навигационных параметров, работающей в дециметровом диапазоне волн [2, 3].

2. Принципы работы РСБН/ПРМГ

2.1 Принцип работы азимутального канала РСБН [7]

В азимутальном канале РСБН используется формат сигнала, получивший наименование «сканирующего луча с опорным временем».

Он обеспечивается равномерным вращением остронаправленной диаграммы передающей антенны радиомаяка в азимутальной плоскости. При этом в бортовом оборудовании на самолете измеряется время между «опорным северным» сигналом, излучаемым всенаправленной антенной радиомаяка, и соответствующим моменту направления сканирующей антенны на север, и азимутальным импульсом, связанным с облучением данного самолета направленной антенной. Задача сводится к измерению текущего времени, однозначно соответствующего данному азимуту.

В отечественной системе РСБН применена двухлепестковая диаграмма направленности азимутальной антенны радиомаяка, имеющая достаточно резкий минимум между лепестками.

В бортовом оборудовании системы происходит формирование короткого азимутального импульса с фиксацией по минимуму провала в диаграмме направленности антенны.

2.2. Принцип работы дальномерного канала РСБН

Дальномер системы РСБН использует принцип вторичной радиолокации «запрос — ответ». Канал радиодальномера РСБН содержит бортовой передатчик, излучающий импульсы длительностью порядка 1,5 мкс.

Эти импульсы принимаются приемником наземного радиомаяка, декодируются, задерживаются на величину фиксированной задержки, кодируются и модулируют наземный передатчик. Ответные сигналы излучаются и принимаются на борту ЛА. Время прохождения сигнала от ЛА до наземного приемопередатчика и обратно определяет наклонную дальность до наземного радиомаяка с учетом поправки на время фиксированной задержки в радиомаяке.

Следует отметить, что скорость распространения радиоволн зависит от состояния среды распространения (ее влажности, давления, температуры).

Таким образом, в различных условиях полета может появиться дополнительная ошибка, достигающая нескольких десятков метров, что для точных радиодальномеров имеет существенное значение.

В системах РСБН/ПРМГ измеряемыми навигационными величинами являются:

- расстояния между самолетами, от самолета до наземного радиомаяка или до точки приземления;
- азимут самолета относительно заданного направления полета;
- отклонение курса и глиссады от равносигнальных направлений планирования при посадке;
- направления на другой самолет в режиме «Встреча».

РСБН представляет собой комплекс наземного и бортового оборудования (рис. 1) [7].

В состав наземного оборудования РСБН входят: азимутально-дальномерный радиомаяк (АДРМ), посадочная радиомаячная группа (ПРМГ), включающая курсовой радиомаяк (КРМ), глиссадный радиомаяк (ГРМ), ретранслятор дальномера (РД) и выносной индикатор кругового обзора (ВИКО). Бортовое радиоэлектронное оборудование (БРЭО) РСБН состоит из антенно-фидерной системы (АФС), приема-передающих модулей, измерителя навигационно-посадочных параметров и вычислительного устройства.

Технические характеристики наземных азимутально-дальномерных радиомаяков РСБН и ПРМГ приведены в таблице 1.

Основным назначением азимутально-дальномерного радиомаяка РСБН является передача на борт самолетов сигналов об азимуте и дальности самолета, обработка которых на борту ВС позволяет определять текущие значения этих параметров, а также определение этих параметров на земле и отображение на выносном индикаторе кругового обзора (ВИКО).

Кардинальным шагом в направлении оптимизации принципа работы РСБН была разработка и внедрение в 80-е годы прошлого века так

называемого направленного режима работы (НР) системы в целом в сравнении с всенаправленным (ВР), который продолжает применяться до настоящего времени. НР позволяет осуществить увеличение энергетического потенциала системы РСБН, увеличить количество используемых частотно-кодовых каналов и одновременно решить задачу высвобождения занимаемого системой РСБН/ПРМГ диапазона частот 873—960 МГц и 726—790 МГц в интересах сотовых систем подвижной связи и цифрового телевидения [7].

Для практического воплощения этих задач во ВНИИРА в 2012 г. была завершена разработка азимутально-дальномерного радиомаяка IV поколения «Тропа-СМ» (рис. 2).

Основной особенностью АДРМ «Тропа-СМ» является то, что работа обеспечивается только в «направленном режиме» в международном диапазоне частот 962,0—1000,5 МГц.

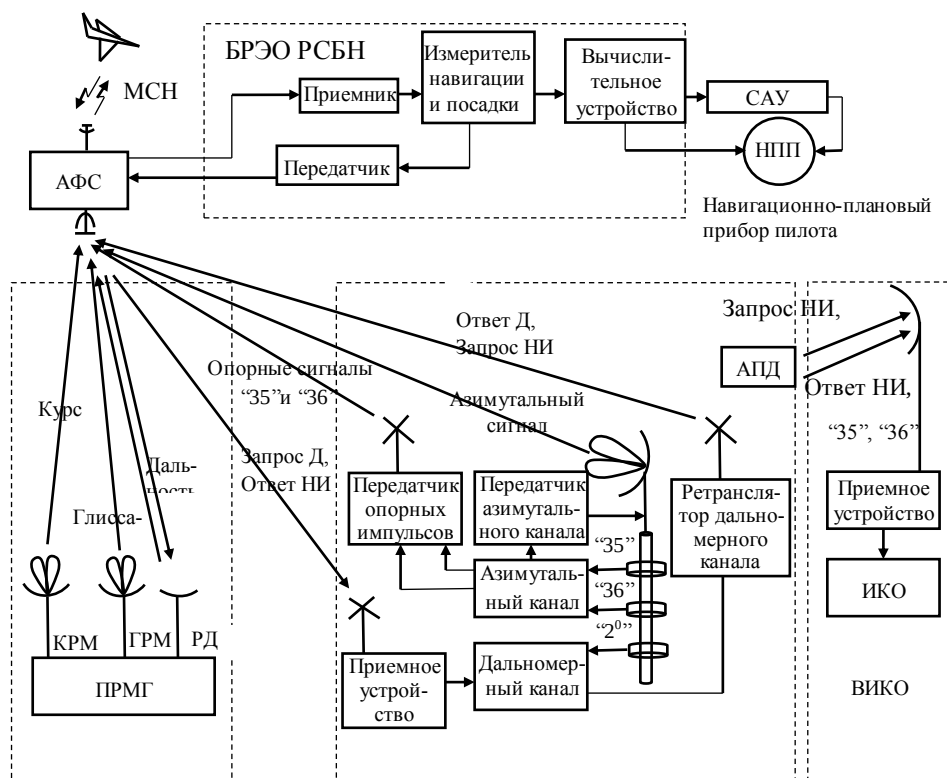


Рис. 1. Структурная схема РСБН/ПРМГ.

Fig. 1. Block diagram of the short-range navigation radio system / landing beacon groups

Таблица 1. Технические характеристики наземных азимутально-дальномерных радиомаяков

Table 1. Technical characteristics of ground-based azimuth-ranging radio beacons

Канал НАВИГАЦИЯ	
1. Дальность действия системы	не превышает 500 км (зависит от высоты полета);
2. Диапазон рабочих частот	700—1000 МГц
3. Погрешность измерения при работе с радиомаяками РСБН	
азимута(2 σ)	$\pm 0,25^\circ$
дальности (2 σ)	$\pm (200 \text{ м} + 0,03 \% \text{Д}) \text{ м}$
5. Пропускная способность системы	по каналу азимута — неограниченное количество самолетов, по каналу дальности — не более 100 самолетов
Канал ПОСАДКА	
1. Диапазон рабочих частот КРМ	905—935 МГц;
2. Диапазон рабочих частот ГРМ	940—1000 МГц
3. Частоты модуляции КРМ и ГРМ	F1 = 1300 Гц; F2 = 2100 Гц
4. Частота коммутации антенн КРМ и ГРМ	12,5 Гц
5. Погрешность измерения при работе с радиомаяками ПРМГ	
в режиме «ПОСАДКА»	соответствует ГОСТ 15827-70 и обеспечивает II категорию посадки
Канал УВД	
Точность определения местоположения самолета на ВИКО	
по азимуту	$\pm 1,5^\circ$
по дальности	на масштабе 100 км ± 2 км; на масштабе 400 км ± 5 км



Рис. 2. Азимутально-дальномерный радиомаяк IV поколения «Тропа-СМ».

Fig. 2. IV generation azimuth-ranging radio beacon “Tropa-SM”

3. Роль и место РСБН и систем посадки в навигационном обеспечении перспективных ЛА

Летательные аппараты необходимо обеспечивать радионавигационной информацией во всем диапазоне высот и дальностей полета. В процессе развития радионавигации летательных аппаратов в мире создан целый ряд систем определения местоположения ЛА. Эти системы, а именно: радиосистемы ближней навигации (РСБН), радиосистемы дальней навигации (РСДН), спутниковые радионавигационные системы (СРНС) и другие проектировались как системы, создающие радионавигационное поле и позволяющие на каждом подвижном объекте определять свое местоположение. Для создания «сплошного» радионавигационного поля представляется целесообразным интегрирование радионавигационных систем, включая глобальную спутниковую систему навигации GNSS (GPS и ГЛОНАСС), радиотехническую систему ближней навигации РСБН и локальную систему относительной навигации. При этом глобальная спутниковая система навигации обеспечит создание первичного радионавигационного поля. Система РСБН обеспечит создание вторичного радионавигационного поля. А локальная система относительной навигации обеспечит третичное радионавигационное поле.

Анализ использования РСБН/ПРМГ в Сирии показал необходимость совершенствования как непосредственно системы РСБН, так и инструментальной системы посадки ПРМГ. Представляется, что основным направлением совершенствования системы ближней навигации является поэтапный переход в более высокочастотный диапазон, в частности, в диапазон 5 ГГц, закрепленный за системой МСП. Создание интегрированной системы РСБН/МСП позволит повысить надежность, помехозащищенность и безопасность посадки ЛА. Диапазон МСП имеет резервные полосы для размещения каналов РСБН, в частности, дальномерного канала. При переходе РСБН/МСП в более высокочастотный диапазон появляется возможность использования сверхширокополосных радиосигналов для повышения помехозащищенности системы [4—6].

4. Принципы перехода отечественной системы ближней навигации и посадки в сантиметровый диапазон волн

3.1. Переход каналов посадки ПРМГ из дециметрового диапазона L в сантиметровый диапазон МСП C (канал курса, канал глиссады и канал дальности [4, 5]).

3.2. Переход канала навигации РСБН из дециметрового диапазона L в сантиметровый диапазон МСП C .

3.3. Вариантность построения новой системы на основе магистрально-модульности и этапности ввода в эксплуатацию.

3.4. Поддержка летательных аппаратов различных классов всех ведомств, включая гражданскую, государственную и космическую авиацию.

3.5. Обеспечение функции линии передачи данных «земля — борт» и «борт — земля».

3.6. Режим мультиплексирования при электронном сканировании на АФАР: секторного посадочного азимута, посадочного угла места, посадочной и навигационной дальностей, всенаправленного навигационного азимута.

3.7. Когнитивная обработка сигналов (когерентность, широкополосность, помехоустойчивость).

3.8. Комплексование со спутниковой навигацией и посадкой.

3.9. Перспективная отечественная элементная база, включая твердотельные СВЧ-схемы диапазона С.

3.10. Полный встроенный ВЧ и НЧ контроль.

3.11. Встроенная адаптивная система кибербезопасности.

3.12. Вторичные навигационный и посадочный каналы (по аналогии с РСБН).

5. Пример реализации функций посадки MLS в новой системе РСБН/МСП

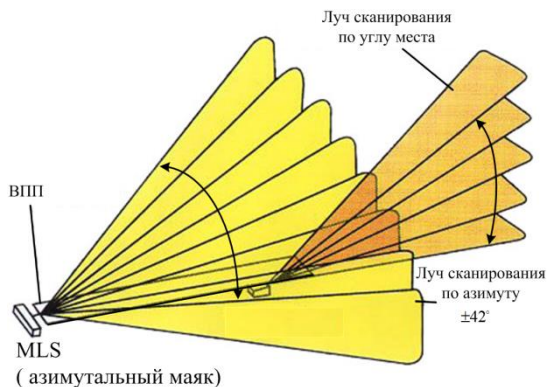


Рис. 3. Сканирование лучей по азимуту и углу места.

Fig. 3. Scanning rays by azimuth and elevation

Разработана азимутальная антенна С-диапазона в микрополосковом исполнении с последовательным питанием для наземной мобильной системы МСП;

Разработанная антенна имеет улучшенные массогабаритные и энергетические характеристики;

Разработанная антенна может быть встроена в комплекс МСП для обеспечения I и II категории посадки;

На основе разработанной технологии может быть создана азимутальная антенна для стационарных систем МСП для III-ей категории посадки.

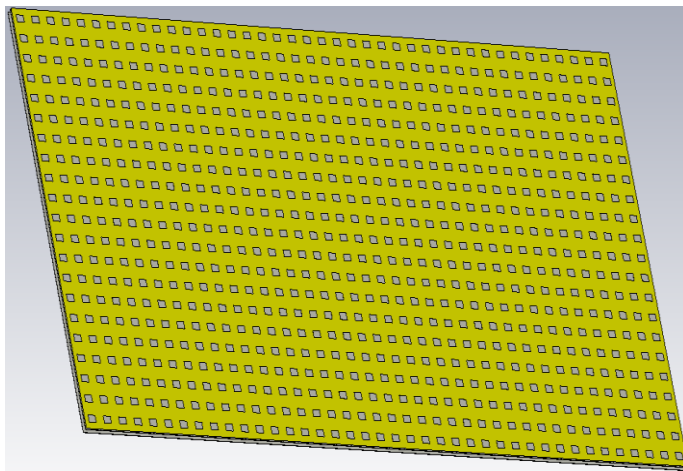


Рис. 4. Внешний вид полотна антенны.

Fig. 4. Appearance of the antenna fabric

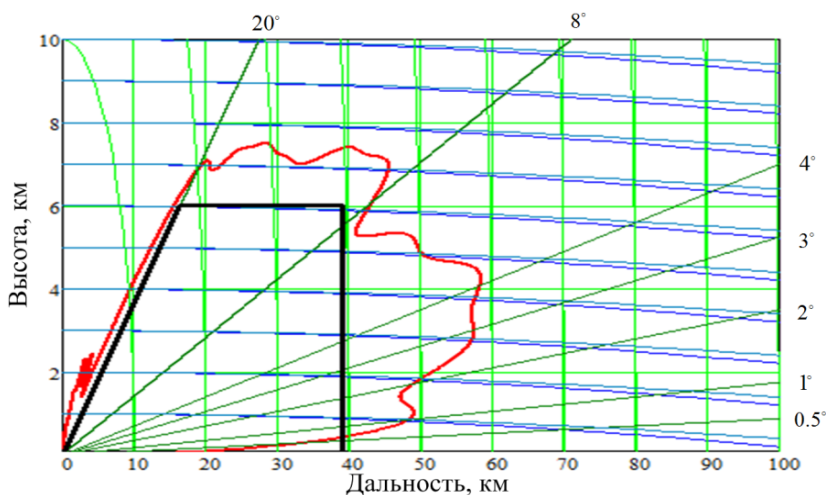


Рис. 5. Результаты моделирования зоны наведения по углу места.

Fig. 5. Results of modeling the guidance zone by elevation angle

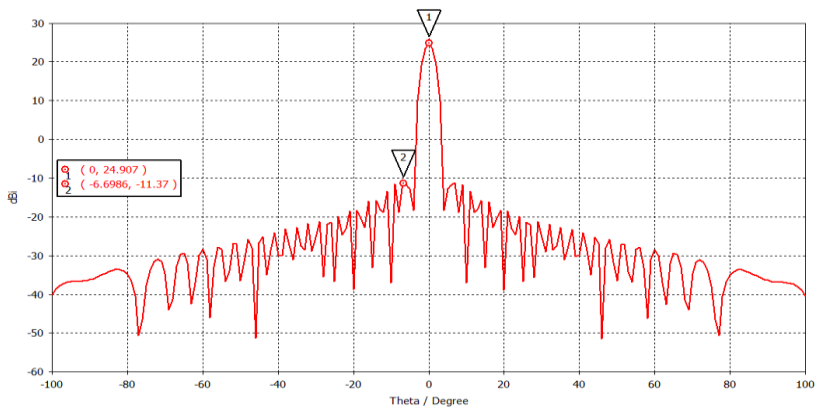
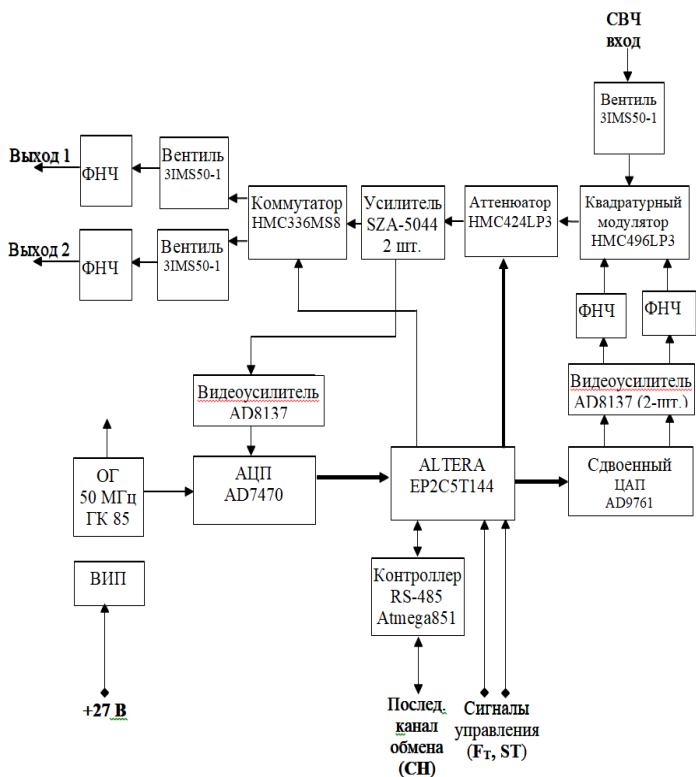
Рис. 6. Диаграмма направленности *MLS* в азимутальной плоскости.Fig. 6. *MLS* radiation pattern in the azimuthal plane

Рис. 7. Структурная схема антенного модуля.

Fig. 7. Block diagram of the antenna module

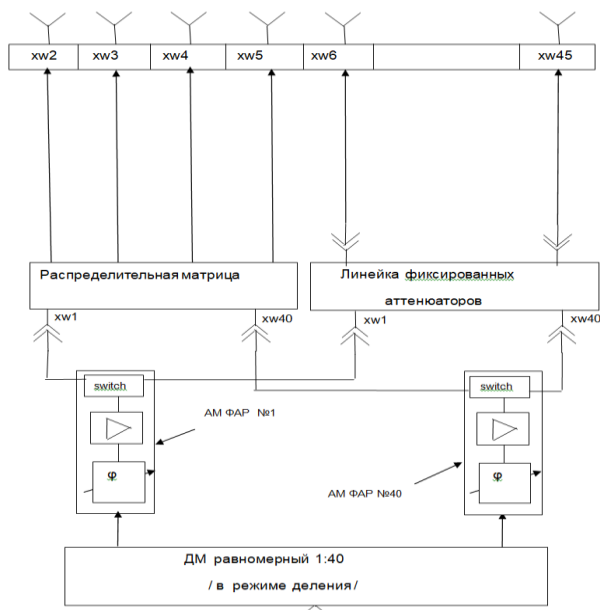


Рис. 8. Структурная схема модуля АФАР.

Fig. 8. Block diagram of the AFAR module

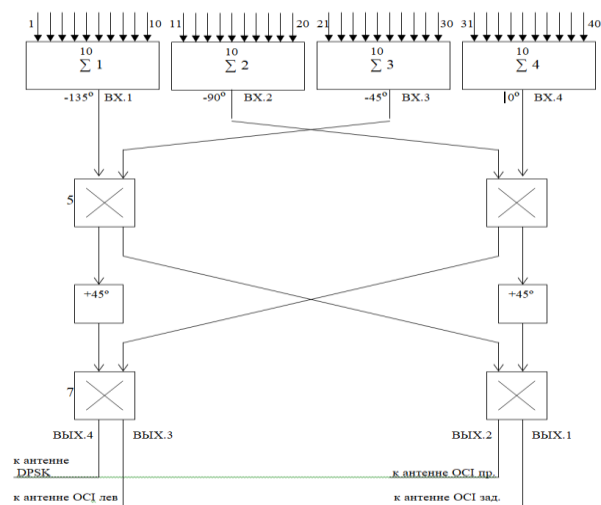


Рис. 9. Схема построения матрицы питания антенн преамбулы и подавления оборудования углового наведения.

Fig. 9. Scheme of constructing a power matrix for preamble antennas and suppression of angular guidance equipment

6. Заключение

1. Перевод РСБН/МСП в более высокочастотный диапазон позволит использовать сверхширокополосные сигналы для повышения помехозащищенности и помехоустойчивости системы.

2. Повышения точности определения координат ЛА в интегрированной системе РСБН/МСП может быть обеспечено на основе введения квази-когерентного режима работы системы на базе высокостабильных эталонов единого времени как в наземном, так и в бортовом оборудовании.

3. Расширение функциональных возможностей системы РСБН/МСП обеспечивается введением в линию передачи данных «земля — борт» формата МСП дополнительного режима передачи данных «борт — земля».

4. В обеспечение навигации в условиях Крайнего Севера возможно создание третичного радионавигационного поля для реализации в системе РСБН/МСП режима локально-глобальной многопозиционной системы относительной навигации.

5. При разработке интегрированной системы РСБН/МСП для обеспечения «жестких» требований заказчика по надежности и массогабаритам очень важно максимально использовать когнитивную обработку сигналов и данных, реализованную на микропроцессорных платформах программно определяемого радио и твердотельной СВЧ элементной базе отечественной разработки [8].

6. При разработке системы РСБН/МСП целесообразно использование функций комплексного стенда испытаний как в части программно-аппаратной отладки интегрированной радионавигационной системы РСБН/МСП на этапах испытаний, экспресс-контроля, сдачи системы заказчику, так и в части создания комплексов математического и полунатурного моделирования составных частей интегрированной радионавигационной системы РСБН/МСП.

Список литературы

1. Баженов В. И., Мясоедов Н. А. Радиомаяки. М. : Госиздат по технике связи, 1935–1936. Т. I, II. 672 с.
2. Ершов Г. А., Король В. М., Криворучко Ю. Т. и др. Радиомаячная система инструментального захода воздушных судов на посадку категории II для работы в дециметровом отечественном и международном диапазонах волн ПРМГ-ОМД // Новости навигации. 2017. № 1. С. 16—19.
3. Криворучко Ю. Т., Музелин Ю. Н., Пономаренко Б. В. Совершенствование систем и средств посадки высокоманевренных летательных аппаратов классов 4++ и 5 // Новости навигации. 2018. № 3. С. 17—26.
4. Kelly R. J., LaBerge, E. F. C., Guidance accuracy considerations for the microwave landing system precision DME // Journal of The Institute of Navigation. Vol. 27, no. 1. 1980. P. 1–22.

5. Analyses and Experimentation on Lx – band for MLS, 1975.
6. MLS Multipath Studies. Volume I. Lincoln Laboratory, MII, Lexington, Massachusetts, 1976.
7. Пахолков Г. А., Збрицкая Г. Е., Криворучко Ю. Т. и др. Обработка сигналов в радиотехнических системах ближней навигации. М. : Радио и связь. 1992. 256 с.
8. Mitola J. Software radio architecture : a mathematical perspective // IEEE Journal on selected areas in communications. 1999. Vol. 17, no. 4. P. 514–538.

Информация об авторах

Криворучко Юрий Тимофеевич, д. т. н., профессор Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации, главный конструктор направления интегрированных систем навигации и посадки, АО «Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Король Виктор Михайлович, к. т. н., главный научный руководитель, АО «Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Княжский Александр Юрьевич, к. т. н., начальник экспертного отдела, АО «Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Штраков Юрий Григорьевич, д. т. н., профессор, заслуженный деятель науки РФ, ученый секретарь, АО «Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

.

Principles Transition of Domestic Radio System Short-Range Navigation and Landing in Microwave Band

Yu. T. Krivoruchko^{1,2}, V. M. Korol'², A. Yu. Knyazhsky²,
and Yu. G. Shatrakov²

¹ St. Petersburg State University of Civil Aviation
38, Pilotov st., St. Petersburg, 196210, Russian Federation

² JSC "Obukhov Plant"
120, Obukhovskoy Oborony Ave., St. Petersburg, 192012, Russian Federation
krivoruchko.yuri@mail.ru

Received: May 22, 2024

Peer-reviewed: June 20, 2024

Accepted: June 20, 2024

Abstract: The article considers principles transition of domestic radio system short-range and landing in microwave band (6 sm), which selected for MLS. The present approach will be make new system uniformity for various aviation, including civil, air force and space aviation.

Keywords: radio systems of short-range navigation, microwave landing system, civil aviation, air force aviation, cognitive processing.

For citation (IEEE): Yu. T. Krivoruchko, V. M. Korol', A. Yu. Knyazhsky, and Yu. G. Shatrakov, "Principles Transition of Domestic Radio System Short-Range Navigation and Landing in Microwave Band," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 706–719, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.4.43. (In Russ.).

References

- [1] V. I. Bazhenov and N. A. Myasoyedov, *Radio Beacons*. Moscow: Gosizdat, 1936. (In Russ.).
- [2] G. A. Ershov, et al., «Radio beacon instrument category II approach system for domestic and international UNF range wave PRMG-UNF», *Navigation News*, no. 1, pp 16–19, 2017. (In Russ.).
- [3] Y. T. Krivoruchko, et al., "The Perfection of the Systems and the Equipment for the Approach of Highly-Maneuverable Generatins 4++ and 5 Aircrafts", *Navigation News*, no. 3, 2018, pp. 17–26. (In Russ.).
- [4] *Guidance Accuracy Considerations for the Microwave Landing System L- band Precision DME, AWOP-WGM-BIP/1*, 1979.
- [5] *Analyses and Experimentation on Lx-band for MLS*, 1975.
- [6] *MLS Multipath Studies*, Vol. I. Lincoln Laboratory, MII, Lexington, Massachusetts, 1976.
- [7] G. A. Pakholkov, G. E. Zbritskaia, Y. T. Krivoruchko et al., *Signal Processing in radio system of short-range navigation*, Moscow: Radio i Svyaz', 1992. (In Russ.).
- [8] J. Mitola, "Software radio architecture: a mathematical perspective," *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 17, no. 4, pp. 514–538, 1999.

Information about the authors

Yuri T. Krivoruchko, Dr. Tech. Sc., Professor of State University of Civil Aviation, chief designer of navigation and landing systems of JRS “Obukhov Plant”, St. Petersburg, Russian Federation.

Viktor M. Korol’, Cand. Tech. Sc., chief scientific director of JSC “Obukhov Plant”, St. Petersburg, Russian Federation.

Alexander Yu. Knyazhsky, Cand. Tech. Sc., head of the expert department of JSC “Obukhov Plant”, St. Petersburg, Russian Federation.

Yuri G. Shatrakov, Dr. Tech. Sc., Professor, JRS «Obukhov Plant», St. Petersburg, Russian Federation.

УДК 621.372.543.2

Многослойный полосно-пропускающий СВЧ-фильтр, выполненный по SIW-технологии

Сабурова В. С., Крутиев С. В., Махно А. С., Букин С. П.

Южный федеральный университет

ул. Зорге, 5, г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация

skrutiev@sfedu.ru

Получено: 20 мая 2024 г.

Отрецензировано: 20 июня 2024 г.

Принято к публикации: 20 июня 2024 г.

Аннотация: В статье предлагается новый способ уменьшения продольного размера фильтра, выполненного по SIW-технологии. Эта технология открывает широкие возможности для создания высокопроизводительных систем, работающих в миллиметровом и сантиметровом диапазонах радиоволн. Для уменьшения геометрического размера фильтра был предложен метод сложения стандартного фильтра 4-го порядка с индуктивными диафрагмами. В результате получается многослойная структура, где связь между слоями осуществляется через два переходных отверстия. Такой подход позволяет существенно сократить продольный размер фильтра, сохранив при этом его функциональные характеристики. Кроме того, фильтр обладает слабовыраженным антирезонансом, что придает его частотной характеристике более прямоугольную форму. Это значительно улучшает его производительность, делая его более подходящим для применения в различных высокочастотных системах, требующих строгого контроля параметров сигнала. Спроектированный фильтр обладает следующими параметрами: полоса пропускания составляет 250 МГц, коэффициент отражения не превышает -20 дБ, коэффициент прохождения находится в пределах от $-0,2$ до $-0,5$ дБ. Эти характеристики подтверждают высокую эффективность и надежность предложенной конструкции, что делает ее конкурентоспособной в области радиочастотной фильтрации. Такой фильтр может быть полезен в различных приложениях, от телекоммуникаций до радиолокационных систем, где требуется точность и надежность обработки сигнала. Для подтверждения практической применимости предложенной конструкции фильтр был изготовлен на стандартной подложке FR-4 с диэлектрической проницаемостью 2,2 и на бумажной подложке с диэлектрической проницаемостью 6. Проведено сравнение частотных характеристик компьютерной модели и изготовленных прототипов. Результаты показали хорошее согласование теоретических и экспериментальных данных.

Ключевые слова: *полосно-пропускающий фильтр, СВЧ-фильтр, многослойная структура, SIW-фильтр.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Сабурова В. С., Крутиев С. В., Махно А. С., Букин С. П. Многослойный полосно-пропускающий СВЧ-фильтр, выполненный по SIW-технологии // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 720—733.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Сабурова, В. С. Многослойный полосно-пропускающий СВЧ-фильтр, выполненный по SIW-технологии / В. С. Сабурова, С. В. Крутиев, А. С. Махно, С. П. Букин // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2024. — Т. 7, № 4. — С. 720—733.

1. Введение

С появлением новых поколений спутниковых систем и летательных аппаратов растет потребность в компактных системах миллиметрового и сантиметрового диапазонов радиоволн. Ранее известные технологии микрополосковых и копланарных линий использоваться не могут из-за больших вносимых потерь на этих частотах и продольного размера устройств. Топология прямоугольного волновода решает эти проблемы, обеспечивая устойчивость к потерям излучения и низкие вносимые потери. Однако основным ограничением фильтров волноводного типа является их габариты и масса, прямо зависящих от рабочей длины волны. Поэтому развитие новых технологий стимулировало поиск путей миниатюризации волноводных систем.

Современные методы проектирования интегральных микросхем предоставляют возможность интегрировать трехмерные элементы прямо в структуру, в том числе прямоугольные волноводы. Технология интеграции волновода в подложку получила широкое распространение благодаря уменьшению габаритов и сравнительно низкой стоимости производства по сравнению с традиционными прямоугольными волноводами, не смотря на потери в диэлектрике.

Эта концепция получила название *SIW* [1, 2]. *SIW* — (*substrate-integrated waveguide* — волновод, интегрированный в подложку). Данная технология представляет собой структуру, состоящую из параллельных металлических слоев и тонких металлических цилиндров, выступающих в роли стенок волновода. Распространяющиеся электромагнитные волны ограничены внутри подложки металлическими слоями и двумя рядами соединяющих их металлических штырей. Эта инновационная *SIW*-технология стала весьма востребованной благодаря уникальному сочетанию преимуществ классических прямоугольных волноводов и характеристик планар-

ных структур. *SIW*-структура обеспечивает высокую передаваемую мощность, минимальные потери, полное экранирование, а также высокую добротность резонаторов, сохраняя при этом компактные размеры, небольшой вес и относительно доступную стоимость производства. *SIW*-фильтры широко применяются в различных областях, включая системы передачи информации, средства радиоэлектронной борьбы и спутниковые системы.

Применение *SIW*-технологии позволяет существенно уменьшить массогабаритные характеристики устройств, что является ключевым фактором как для существующих, так и для новых устройств. Это открывает перспективы для беспилотных летательных аппаратов, спутников и самолетов, позволяя им перевозить больше полезной нагрузки.

В представленном исследовании предложен двухслойный полосно-пропускающий фильтр, выполненный по *SIW*-технологии. Использование двухслойной структуры позволяет уменьшить продольный размер устройства по сравнению с однослойными фильтрами и незначительно увеличить его высоту.

2. Расчет фильтра

В данной работе проведен электродинамический анализ и синтез полосно-пропускающего фильтра, выполненного по *SIW*-технологии.

За начальную топологию полосно-пропускающего фильтра, выполненного по *SIW*-технологии, был взят фильтр четвертого порядка с простыми индуктивными диафрагмами (рис. 1 [3]) с геометрическими размерами: $d_1 = 7,8$ мм, $d_2 = 8,8$ мм, $d_3 = 9,2$ мм, $g_1 = 9,5$ мм, $g_2 = 7,2$ мм, $r = 0,51$ мм, $p = 1,6$ мм, $b_1 = 10$ мм, $b = 40$ мм, $a = 16,9$ мм. В данной работе показан способ уменьшения продольного размера фильтра путем сложения его пополам. Переходные отверстия между слоями выполнены в резонаторной секции, что позволяет упростить процесс согласования их размеров. В отличие от модели, приведенной в [4], в данной работе используются два переходных отверстия малого размера. Наличие переходных отверстий приводит к смещению резонансной частоты в область нижних частот; для компенсации данного эффекта необходимо уменьшить размеры резонансной секции.

Распространяющиеся электромагнитные волны ограничены внутри подложки металлическими слоями и двумя рядами соединяющих их металлических цилиндров.

Технология проектирования *SIW* основана на стратегии проектирования прямоугольных волноводов; волновод, встроенный в подложку, может быть эквивалентен металлическому прямоугольному волноводу, заполненному диэлектриком. Параметры, показанные на рис. 2, играют важ-

ную роль в проектировании *SIW*-структуры. На этом рисунке d — диаметр переходных отверстий, p — промежуток между переходными отверстиями, a — ширина *SIW*-структуры, расстояние между двумя рядами отверстий, которое определяется от центра к центру, h — высота диэлектрической подложки.

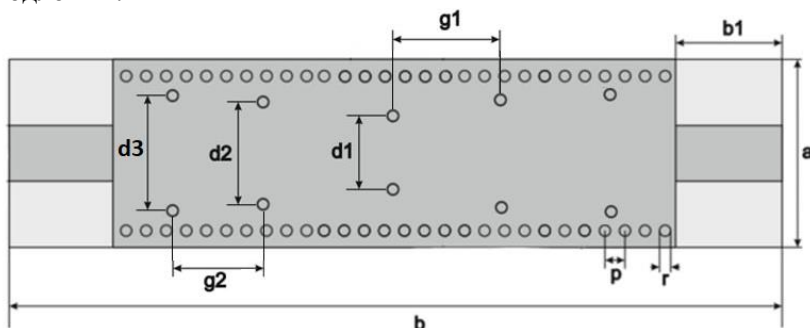


Рис. 1 Исходный *SIW*-фильтр 4-го порядка с индуктивными диафрагмами.

Fig. 1. Original 4th order SIW filter with inductive diaphragms

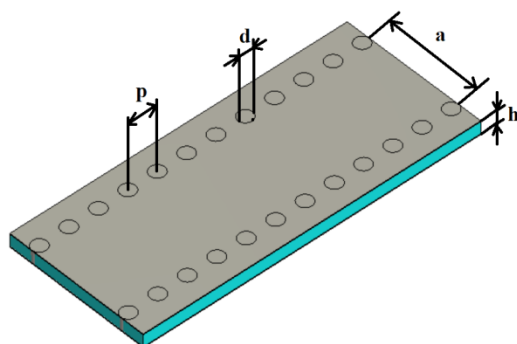


Рис. 2. *SIW*-структура.

Fig. 2. SIW structure

Если геометрия *SIW* спроектирована правильно, утечка энергии между последовательными переходными отверстиями незначительна.

Так как *SIW*-структура — это эквивалентные прямоугольные волноводы, заполненные диэлектриком, с эффективной шириной $a_{эф}$, они имеют одинаковую частоту среза — f_c . Здесь частота среза выбрана такой же, как рекомендуемая частота среза стандартного прямоугольного волновода для различных диапазонов частот [5—7]. Получаем формулу

$$a_{эф} = \frac{c}{2fc\sqrt{\varepsilon}} \quad (1)$$

где c — скорость света, ε — диэлектрическая проницаемость.

Правильный выбор диаметра сквозных отверстий и периодического расстояния между ними может свести к минимуму потери на утечку *SIW*. Чтобы гарантировать физическую реализуемость структуры *SIW*, диаметр отверстий должен быть меньше промежутка между переходными отверстиями:

$$d < p \quad (2)$$

Поскольку *SIW* представляет собой структуру периодических управляемых волн, следует избегать любых электромагнитных помех в рабочей полосе пропускания волновода. Кроме того, учитывая фактические производственные ограничения, то есть время изготовления, сложность и осуществимость *SIW* пропорциональны количеству переходов; как правило, количество переходов не должно превышать 20 % длины волны [8]. Поэтому используем приведенное ниже условие:

$$0.05 < \frac{p}{\lambda_c} < 0.25. \quad (3)$$

Тогда расстояние от центра до центра a между обоими рядами переходных отверстий может быть определено, как показано ниже:

$$a = a_{\text{эф}} + \frac{d^2}{0.95p} \quad (4)$$

Для расчетов необходимо знать длину волны — λ . Так как проектируемый фильтр должен работать в пределах частоты 10 ГГц, то длина волны будет 30 мм.

Схема связи резонаторов представлена на рис. 3а. Данная схема позволяет довольно легко увидеть и настроить связь между резонаторами, что позволит получить хорошее начальное приближение для оптимизационной функции, где окружность представляет собой прямоугольный резонатор, источник S и нагрузка L представляют TE_{10} -моду на входном и выходном участках, M_{S1} — связи резонансной структуры с источником и нагрузкой соответственно, M_{12} , M_{23} — связи резонансной структуры с соседними резонаторами соответственно. На рис. 3б. показана амплитудно-частотная характеристика при различных значениях связи между резонаторами.

Миниатюризация геометрических размеров является еще одним основополагающим моментом при проектировании полостных резонаторов и фильтров *SIW*. Хотя размер полости *SIW* зависит от резонансной частоты основной моды, было предложено несколько решений для уменьшения размера полости. Сложенные *SIW*-структуры уменьшает размер в два раза за счет складывания конструкции вокруг металлической перегородки, в результате чего получается двухслойная топология.

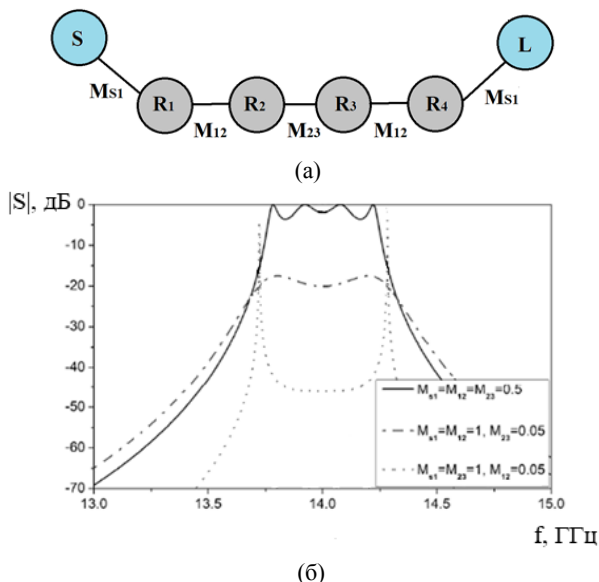


Рис. 3. Фильтр четвертого порядка. (а) Схема связи резонаторов фильтра 4-го порядка.
(б) АЧХ при различных значениях связи между резонаторами.

Fig. 3. Fourth order filter. (a) Connection diagram of 4th order filter resonators.
(b) Amplitude-frequency response for different values of coupling between resonators

Как упоминалось ранее, выбор диаметра сквозного отверстия и периодического расстояния между переходными отверстиями оказывает большое влияние на потери при утечке *SIW*, в то время как расстояние от центра до центра между обоими рядами переходных отверстий оказывает большое влияние на частоту среза режима самого низкого порядка для *SIW*, работающих в разных диапазонах.

Также необходимо спроектировать переходное соединение, так как возникает сложность в соединении *SIW* с другими видами линий передач, в основном с микрополосковыми, копланарными и коаксиальными кабелями. Целью перехода между двумя различными топологиями линий передач является возбуждение правильного режима передачи в резонаторе *SIW* с минимальными потерями мощности и в максимально широком частотном диапазоне [9—11].

Поэтому был разработан переход для решения данной проблемы и удобного расположения разъемов входа и выхода (порт 1, порт 2 соответственно), показанный на рис. 4. Конический переход позволяет преобразовывать микрополосковую линию в *SIW*. Для уменьшения потерь в переходе используется срез 45 градусов в Г-образном переходе.

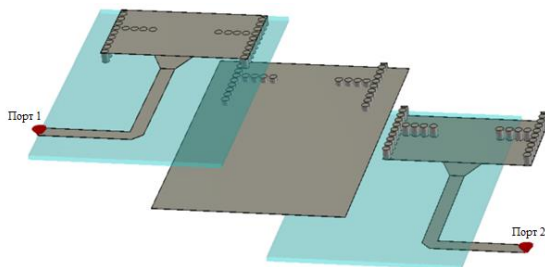


Рис. 4. Переходное соединение.

Fig. 4. Transition connection

Данный подход используется для оптимизации перехода между топологиями. Архитектура, частотный диапазон, используемые материалы являлись основными параметрами при проектировании перехода.

На основе SIW-технологии в программном обеспечении *CST Studio Suite* был спроектирован полосовой фильтр. Для применения подхода, при котором минимизируется только центральная связь с режимом более высокого порядка, используется двойная диафрагма и два резонатора, показанные на рис. 5. Это означает, что должны быть только две центральные полости, одна поверх другой. В результате получается двухслойная структура.

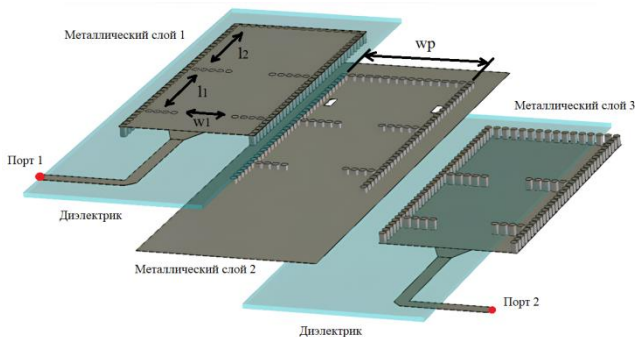


Рис. 5. Топология фильтра.

Fig. 5. Filter topology

На основе всего выше сказанного получаем устройство, выполненное с использованием подложки с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2,2$ и толщиной $h = 0,508$ мм. В качестве металлического материала заземления использована медь толщиной 35 мкм. Размеры фильтра следующие: $w_1 = 6,53$ мм, $w_2 = 4,98$ мм, размеры диафрагм, связывающие верхний и нижний слой структуры $l_s = 2,4$ мм, $w_s = 0,9$ мм. Длина l_1 , l_2 и ширина резонаторов равны 13,58 мм, 14,51 мм, 15,3 мм соответственно.

Расчеты размеров производились, для фильтра, настроенного на несущую частоту сигнала 10 ГГц. Размеры отверстий, а также расстояния между ними также вычислены по известным формулам, указанным ранее, $d = 0,8$ мм, $a = 13,8$ мм, $p = 1$ мм.

Для смоделированной модели полосового фильтра было выполнено электродинамическое моделирование с использованием программного продукта *CST Studio Suite*. Полученные результаты в виде частотных характеристик элементов матрицы рассеяния приведены на рис. 6, а именно S-параметры фильтра: $|S_{11}|$ — коэффициент отражения, $|S_{21}|$ — коэффициент прохождения.

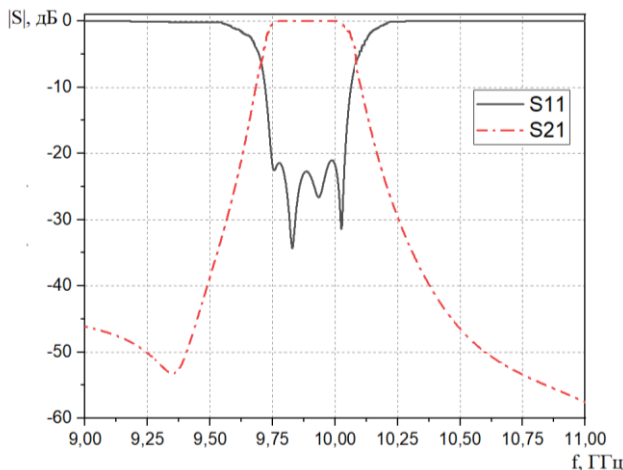


Рис. 6. Амплитудно-частотная характеристика фильтра.

Fig. 6. Amplitude-frequency response of the filter

Как видно из полученного графика S-параметров, полоса пропускания фильтра 250 МГц, коэффициент отражения не превышает -20 дБ, а коэффициент прохождения равен $-0,2...-0,5$ дБ.

Результаты моделирования показывают, что модель *SIW*-волновода обеспечивает канализацию электромагнитных волн с малыми потерями, менее 0,5 дБ, в нужной нам полосе частот вблизи частоты 10 ГГц. Таким образом, на основе рисунка 5 можно сделать вывод о возможности производства полосового фильтра на рабочих частотах, превышающих 9 ГГц.

Потери в *SIW*-структурах больше, чем классических прямоугольных волноводах за счет наличия диэлектрической подложки, поэтому для полосно-пропускающих фильтров, изготовленных по технологии *SIW*, основным вкладом во вносимые потери являются тепловые потери в диэлектрической подложке и переходных отверстиях.

3. Изготовление

Предложенный фильтр был изготовлен методом напыления металла на диэлектрическую подложку *FR-4*. Также проведена металлизация сквозных штырей сплошной заливкой металлом. На рис. 7 представлена фотография изготовленного прототипа фильтра. Для точного позиционирования слоев был использован метод стягивания винтами и склеивания между слоями.

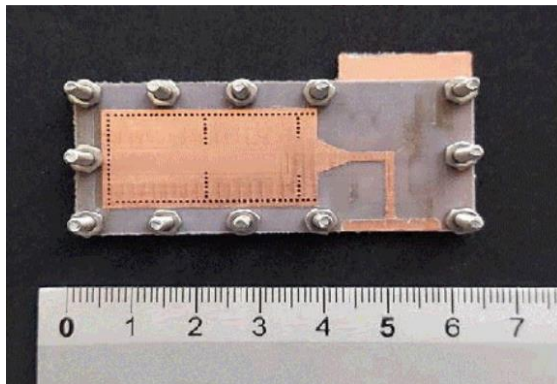


Рис. 7. Фотография изготовленного многослойного фильтра.

Fig. 8. Photo of a manufactured multilayer filter

На рис. 8 представлено сравнение амплитудно-частотных характеристик изготовленного прототипа фильтра на диэлектрической подложке *FR-4* (Эксперимент 1) и компьютерной модели. Основной вклад в потери в полосе пропускания изготовленного устройства вносят собственные потери в диэлектрике, а также неточность изготовления и неточность сборки составных частей, в частности склейка слоев.

Для следующего этапа подтверждения практической применимости фильтра было решено изготовить прототип многослойного *SIW*-фильтра на бумажной подложке с диэлектрической проницаемостью 6. Толщина диэлектрического слоя 0,22 мм, металлизация — медь толщиной 8 мкм. Для синтеза полосно-пропускающего *SIW*-фильтра на бумажной диэлектрической подложке в качестве начальных геометрических параметров взяты размеры фильтра на подложке *FR-4*, что дает хорошее начальное приближение. Для достижения такой же амплитудно-частотной характеристики, как у фильтра на диэлектрической подложке *FR-4*, необходимо произвести несколько итерационных шагов. На рис. 8 представлена амплитудно-частотная характеристика *SIW*-фильтра на бумажной диэлектрической подложке (Эксперимент 2) в сравнении с предыдущими результатами. Как

видно из графика, потери в полосе пропускания составляют порядка $-3,5$ дБ, что связано с потерями в бумажной диэлектрической подложке на частотах близких к 10 ГГц и точностью изготовления самого фильтра.

Проведя анализ полученных результатов, можно сделать вывод, что имеется хорошее согласование теоретических и экспериментальных данных, что свидетельствует о корректности выбранного подхода синтеза и высокой повторяемости параметров фильтра при использовании различных подложек. Это подтверждает универсальность и адаптируемость предложенной конструкции для различных материалов.

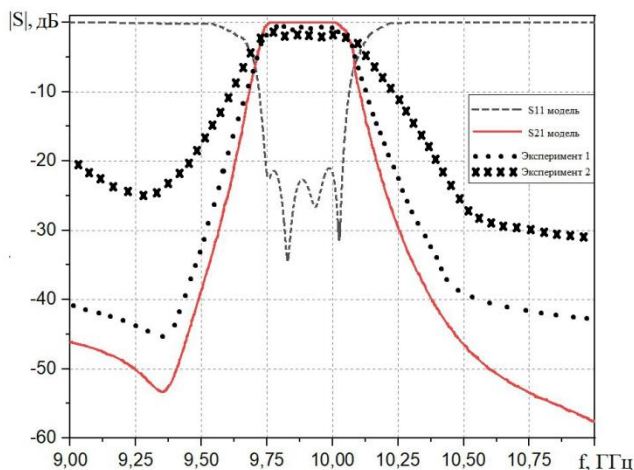


Рис. 8. Сравнение АЧХ изготовленных прототипов и компьютерной модели.

Fig. 8. Comparison of the frequency response of manufactured prototypes and a computer model

4. Заключение

Анализ теоретических и экспериментальных данных показал возможность создания новых устройств. Данные структуры позволят уменьшить масса-габаритные характеристики устройств при сохранении свойств фильтров, что в свою очередь открывает большое поле для применения таких устройств. Электродинамический анализ одиночных структур показал возможность быстрого создания фильтров прототипов, и что для конечного варианта размеров полосно-пропускающего фильтра будет достаточно нескольких итераций.

В результате *SIW*-технология сегодня успешно сочетает в себе преимущества волноводных и микрополосковых элементов. Благодаря использованию *SIW*-технологии стало возможным перенести широкий спектр алгоритмов и методов, накопленных при анализе и синтезе

устройств на классических цельнометаллических прямоугольных волноводах, на устройства, созданные по этой технологии.

Исследование включало электродинамический анализ и синтез многослойного полосно-пропускающего фильтра четвертого порядка с использованием *SIW*-технологии, а также фильтра на бумажной подложке. Было проанализировано, как отличаются амплитудно-частотные характеристики устройства, изготовленного на разных диэлектрических подложках.

При этом решены две задачи: сокращение длины фильтра в два раза и увеличение высоты устройства в два раза. В итоге результаты сравнения амплитудно-частотных характеристик показали хорошее совпадение, что позволяет продолжить исследование темы. Изготовление устройства на гибкой диэлектрической плате - еще один способ уменьшить массогабаритные характеристики, что также продемонстрировано в статье.

Благодарности

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, номер гранта № 22-79-00127 «Разработка гибких частотно-селективных устройств с применением *SIW*-технологии для спутников и беспилотных летательных аппаратов».

Список литературы

1. Chen X. P., Wu K. Substrate integrated waveguide filters: Design techniques and structure innovations // IEEE Microwave Magazine. 2014. Vol. 15, no. 6. P. 121–133.
2. Tomassoni C. et al. Substrate-integrated waveguide filters based on mushroom-shaped resonators // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. 2016. Vol. 8, no. 4-5. P. 741–749.
3. Krutiev S. et al. Synthesis of Band-Pass Filters Made Using SIW Technology // 2022 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE). IEEE, 2022. Vol. 1. P. 118–122.
4. Sdobnova V. P., Krutiev S. V., Lonkina D. V. Compact Three-layer Band-pass Filter Based on SIW-technology // 2023 Seminar on Networks, Circuits and Systems (NCS). IEEE, 2023. P. 139–141.
5. Krutiev S. et al. Narrow-Band Waveguide Filter on Complex Resonant Diaphragms // 2022 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE). IEEE, 2022. Vol. 1. P. 108–111.
6. Azad A. R., Mohan A. Substrate integrated waveguide dual-band and wide-stopband band-pass filters // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2018. Vol. 28, no. 8. P. 660–662.
7. Wu Q. et al. An effective approach to suppressing the spurious mode in rectangular waveguide filters // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2019. Vol. 29, no. 11. P. 703–705.
8. Panda C. S., Nayak R., Behera S. K. Design and analysis of a compact Substrate Integrated Waveguide bandpass filter for Ku band applications // 2016 Online International Conference on Green Engineering and Technologies (IC-GET). IEEE, 2016. P. 1–5.

9. Kumar H., Jadhav R., Ranade S. A review on substrate integrated waveguide and its microstrip interconnect // Journal of Electronics and Communication Engineering. 2012. Vol. 3, no. 5. P. 36–40.
10. Wu K., Deslandes D., Cassivi Y. The substrate integrated circuits-a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics // 6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003. TELSIS 2003. IEEE, 2003. Vol. 1. P. P-III.
11. Deslandes D., Wu K. Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides // 2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 01CH37157). IEEE, 2001. Vol. 2. P. 619–622.

Информация об авторах

Сабурова Валерия Сергеевна, магистрант кафедры радиофизики физического факультета Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Махно Алла Сергеевна, кандидат педагогических наук, старший преподаватель кафедры радиофизики Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Кругиев Сергей Владимирович, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры радиофизики Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Букин Сергей Павлович, магистрант кафедры радиофизики физического факультета Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Multilayer Bandpass Microwave Filter Made Using SIW Technology

V. S. Saburova, S. V. Krutiev, A. S. Makhno, and S. P. Bukin

Southern Federal University
5, Zorge st., Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation
skrutiev@sfedu.ru

Received: May 20, 2024
Peer-reviewed: June 20, 2024
Accepted: June 20, 2024

Abstract: The article proposes a new method for reducing the longitudinal size of a filter made using SIW technology. This technology opens up broad opportunities for creating high-performance systems operating in the millimeter and centimeter wavelength ranges. To reduce the geometric size of the filter, a method of combining a standard 4th order filter with inductive diaphragms was proposed. The result is a multilayer structure, where the connection between the layers is carried out through two vias. This approach makes it possible to significantly reduce the longitudinal size of the filter while maintaining its functional characteristics. In addition, the filter has a weak anti-resonance, which gives its frequency response a more rectangular shape. This significantly improves its performance, making it more suitable for use in a variety of high-frequency applications that require strict control of signal parameters. The designed filter has the following parameters: the bandwidth is 250 MHz, the reflection coefficient does not exceed -20 dB, and the transmission coefficient is in the range from -0.2 to -0.5 dB. These characteristics confirm the high efficiency and reliability of the proposed design, which makes it competitive in the field of radio frequency filtering. Such a filter can be useful in a variety of applications, from telecommunications to radar systems, where signal processing accuracy and reliability is required. To confirm the practical applicability of the proposed design, the filter was manufactured on a standard FR-4 substrate with a dielectric constant of 2.2 and on a paper substrate with a dielectric constant of 6. The frequency characteristics of the computer model and the manufactured prototypes were compared. The results showed good agreement between theoretical and experimental data.

Keywords: SIW filter, bandpass filter, microwave filter, multilayer structure, SIW filter.

For citation (IEEE): V. S. Saburova, S. V. Krutiev, A. S. Makhno, and S. P. Bukin, "Multilayer Bandpass Microwave Filter Made Using SIW Technology," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 720–733, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.4.44. (In Russ.).

References

- [1] X. P. Chen and K. Wu, "Substrate integrated waveguide filters: Design techniques and structure innovations," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, no. 6, pp. 121–133, 2014, doi: 10.1109/MMM.2014.2332886.

- [2] C. Tomassoni, et al., "Substrate-integrated waveguide filters based on mushroom-shaped resonators," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 8, no. 4-5, pp. 741–749, 2016, doi: 10.1017/S1759078716000453.
- [3] S. Krutiev, et al., "Synthesis of Band-Pass Filters Made Using SIW Technology," *2022 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE)*, IEEE, vol. 1, pp. 118–122, 2022, doi: 10.1109/APEDE53724.2022.9912900.
- [4] V. P. Sdobnova, S. V. Krutiev, and D. V. Lonkina, "Compact Three-layer Band-pass Filter Based on SIW-technology," *2023 Seminar on Networks, Circuits and Systems (NCS)*, IEEE, pp. 139–141, 2023, doi: 10.1109/NCS60404.2023.10397518.
- [5] S. Krutiev, et al., "Narrow-Band Waveguide Filter on Complex Resonant Diaphragms," *2022 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE)*, IEEE, vol. 1, pp. 108–111, 2022, doi: 10.1109/APEDE53724.2022.9913011.
- [6] A. R. Azad and A. Mohan, "Substrate integrated waveguide dual-band and wide-stopband bandpass filters," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 8, pp. 660–662, 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2844103.
- [7] Q. Wu, et al., "An effective approach to suppressing the spurious mode in rectangular waveguide filters," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 29, no. 11, pp. 703–705, 2019, doi: 10.1109/LMWC.2019.2939887.
- [8] C. S. Panda, R. Nayak, and S. K. Behera, "Design and analysis of a compact Substrate Integrated Waveguide bandpass filter for Ku band applications," *2016 Online International Conference on Green Engineering and Technologies (IC-GET)*, IEEE, pp. 1–5, 2016, doi: 10.1109/GET.2016.7916694.
- [9] H. Kumar, R. Jadhav, and S. Ranade, "A review on substrate integrated waveguide and its microstrip interconnect," *Journal of Electronics and Communication Engineering*, vol. 3, no. 5, pp. 36–40, 2012.
- [10] K. Wu, D. Deslandes, and Y. Cassivi, "The substrate integrated circuits-a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics," *6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, TELSIKS 2003*, IEEE, vol. 1, pp. P-III, 2003, doi: 10.1109/TELSKS.2003.1246173.
- [11] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides," *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 01CH37157)*, IEEE, vol. 2, pp. 619–622, 2001, doi: 10.1109/MWSYM.2001.966971.

Information about the authors

Valeria S. Saburova, master's student, Department of Radiophysics, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Alla S. Makhno, Candidate of Pedagogical Sciences, Senior Lecturer at the Department of Radiophysics of the Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Sergey V. Krutiev, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor of the Department of Radiophysics of the Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Sergey P. Bukin, master's student, Department of Radiophysics, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Исследование эквивалентных электрофизических параметров метаматериалов при помощи измерительной волноводной линии

Усков Г. К., Смусева К. В., Кононов А. А.

Воронежский государственный университет
Университетская пл., д. 1, г. Воронеж, 394018, Российская Федерация
uskov@phys.vsu.ru, smusevaz@gmail.com, kononov@phys.vsu.ru

Получено: 20 мая 2024 г.

Отрецензировано: 20 июня 2024 г.

Принято к публикации: 20 июня 2024 г.

Аннотация: В работе излагается схема основанной на измерительной волноводной линии с продольно-частичным заполнением экспериментальной установки, позволяющей осуществлять определение электрофизических параметров диэлектрических материалов, которые могут применяться как рабочее вещество в технологиях аддитивного производства — в том числе, изготавливаемых таким образом метаматериалов. Приведено описание указанной передающей системы в матричном формализме волновых параметров рассеяния и передачи, обсуждается методика получения оценок искомых величин посредством минимизации нормы невязки теоретических и экспериментальных данных. Для входящих в работу формулы физических величин приводятся расчетные соотношения, полученные на основе теоретического электродинамического моделирования и учитывающие как наличие потерь в диэлектрике, так и неидеальность материала стенок волновода. Обсуждается пример практической реализации описанной экспериментальной методики на реальной измерительной установке и с использованием конкретного диэлектрика для 3D-печати. Проиллюстрирована возможность применения изложенной методики для исследования эквивалентных свойств метаматериалов с различным коэффициентом частичного заполнения.

Ключевые слова: диэлектрические метаматериалы, эквивалентные электрофизические параметры, измерительная волноводная линия, коэффициент заполнения.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Усков Г. К., Смусева К. В., Кононов А. А. Исследование эквивалентных электрофизических параметров метаматериалов при помощи измерительной волноводной линии // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2024. Т. 7, № 4. С. 734—751.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Усков, Г. К. Исследование эквивалентных электрофизических параметров метаматериалов при помощи измерительной волноводной линии / Г. К. Усков, К. В. Смусева, А. А. Кононов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2024. — Т. 7, № 4. — С. 734—751.

1. Введение

В последнее время изготовление компонентов различных радиоэлектронных устройств (в том числе линий передачи и приемо-передающих систем), рассчитанных на работу с электромагнитными сигналами диапазона СВЧ, часто осуществляется с применением технологий аддитивного производства (3D-печати). При этом в качестве рабочего вещества обычно используется некоторый диэлектрик, на основе которого в результате функционирования надлежащим образом составленного алгоритма, управляющего 3D-принтером, создается метаматериал с требуемыми свойствами [1—3].

Большое практическое значение здесь имеет точность совпадения реальных характеристик производимых в рамках указанной методики устройств с соответствующими заявленными спецификациями. Обеспечить надлежащее качество в широком диапазоне частот можно только при том условии, что электрофизические параметры самого диэлектрика, используемого в производстве, известны с хорошей точностью. К сожалению, значения этих величин могут существенно различаться в зависимости от производителя материала — даже при совпадении наименований. Более того, сами наименования нередко являются коммерческими названиями, не относящимися к стандартизированной химической номенклатуре, что существенно затрудняет поиск требующихся табличных данных (которые, кстати, далеко не всегда отличаются приемлемой для прецизионных разработок точностью).

Наконец, отсутствие вышеперечисленных препятствий также является лишь необходимым условием. В самом деле: под метаматериалами понимаются диэлектрические среды смешанного состава с мелкими макроскопическими неоднородностями (то есть, — в простейшем и наиболее часто употребительном случае, — пористые диэлектрики, в которых характерные размеры сплошных участков много меньше рабочей длины волны, но при этом, несомненно, относится к макроскопическим структурам, что и обеспечивает возможность их изготовления на 3D-принтере). Из-за весьма сложного (возможно, адаптированного под программно-аппаратные возможности конкретного находящегося в распоряжении набора оборудования для аддитивного производства) характера непосредственного пространственного распределения неоднородностей в такой среде прямое электродинамическое моделирование ее свойств — как численными, так и (тем более) теоретическими методами — в известной степени представляется затруднительным.

Наиболее оптимальным вариантом, по видимости, может стать применение методики, которая позволяла бы, не опираясь на высокоточные

табличные данные или дорогостоящие калибровочные комплекты, экспериментально определять эквивалентные электрофизические параметры, достигаемые при производстве метаматериала с тем или иным коэффициентом заполнения из конкретного имеющегося в распоряжении диэлектрического вещества. Один из способов осуществления подобной схемы действий основан на использовании измерительной волноводной линии [4—7]. Далее излагаются подробности конкретного варианта практической реализации соответствующей методики в применении к исследованию свойств диэлектрических метаматериалов, изготавливаемых посредством 3D-печати.

2. Описание установки и методики. Матричный формализм

За основу предлагаемой экспериментальной установки взят металлический волноводный тракт прямоугольного поперечного сечения, подключаемый с обеих сторон к сверхвысокочастотному анализатору цепей посредством коаксиально-волноводных переходов [4, 5]. Внутри волновода вкладывается отпечатанный на 3D-принтере диэлектрический образец в форме параллелепипеда, который порождает в схеме линии передачи однородный участок — с заполнением, имеющим электрофизические параметры, определяемые свойствами диэлектрика, — а также две неоднородности, соответствующие скачкам эквивалентного волнового сопротивления, возникающим на границах исследуемого фрагмента.

Следует отметить, что необходимым условием получения точных результатов является (впрочем, вполне реализуемое на практике) требование высокого качества совпадения поперечных геометрических размеров внутренней полости волновода и диэлектрического параллелепипеда, а также перпендикулярности торцевых граней последнего по отношению к направлению продольной оси волновода. Подчеркнем еще раз, что диэлектрик должен представлять собой однородную среду распространения электромагнитных сигналов (разумеется, это условие имеет практический смысл только в контексте некоторого конкретного рабочего частотного диапазона). При этом данная методика не зависит от продольного размера исследуемого образца.

Все переотражения, возникающие на границах исследуемого диэлектрика с заполнением волновода (как правило, воздушным; впрочем, в качестве него может быть использован некоторый другой диэлектрик, уже исследованный, что применяется, например, для сдвига диапазона частот [8]) автоматически оказываются учтенными, если вовсе отказаться от рассмотрения процесса *последовательного* прохождения сигнала по полученной волноводной линии с продольно-частичным заполнением, то есть работать

исключительно с уже сформированными амплитудами результирующих падающих и отраженных сигналов (напомним для полноты, что здесь имеются в виду комплексные амплитуды нормированных напряжений).

В указанном формализме [9—13] каждый участок линии передачи представляется как четырехполюсник (рис. 1), связь амплитуд падающих и отраженных волн (т. е. электромагнитных сигналов диапазона СВЧ) по отношению к которому устанавливают матрицы S -параметров или T -параметров:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = S \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = T \cdot \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где a_i — комплексные амплитуды падающих волн; i — индекс, указывающий, с какой стороны от четырехполюсника рассматриваются сигналы (рис. 1); b_i — комплексные амплитуды отраженных волн, являющихся результатом суперпозиции всех последовательных переотражений, которые в подобном расчете предполагаются уже состоявшимися для каждого фиксированного значения рабочей частоты электромагнитных колебаний, лежащего в пределах рассматриваемого диапазона (именно поэтому отсутствует необходимость рассматривать конечное или бесконечное количество отражений непосредственно порознь, то есть по очереди).

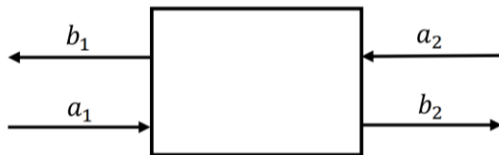


Рис. 1. Схема четырехполюсника.

Fig. 1. The scheme of the four-pole

Оба вышеупомянутых способа матричного описания линий передачи и их элементов полностью равносильны. Взаимно-однозначный переход между ними осуществляется по следующим формулам [5]:

$$\begin{cases} S_{11} = \frac{T_{12}}{T_{22}}, \\ S_{12} = \frac{\det(T)}{T_{22}}, \\ S_{21} = \frac{1}{T_{22}}, \\ S_{22} = \frac{-T_{21}}{T_{22}}, \end{cases} \quad \begin{cases} T_{11} = \frac{-\det(S)}{S_{21}}, \\ T_{12} = \frac{S_{11}}{S_{21}}, \\ T_{21} = \frac{-S_{22}}{S_{21}}, \\ T_{22} = \frac{1}{S_{21}}. \end{cases}, \quad (2)$$

Таким образом, S -матрицы, описывающие рассеяние волн исследуемой системой и позволяющие пересчитывать падающие сигналы в отра-

женные, сама может быть вычислена по формулам перехода (2) на основе соответствующей T -матрицы, которая, в свою очередь, рассчитывается (ввиду ее определения) простым последовательным перемножением T -матриц, характеризующих каскадно соединенные элементарные участки. В рассматриваемом здесь случае встречаются два типа таких участков.

Элементарный однородный участок линии передачи длиной L , распространение электромагнитного сигнала по которому характеризуется амплитудной (α) и фазовой (β) постоянными распространения, может быть представлен с помощью матриц [5, 7]

$$S_{\rightarrow} = \begin{pmatrix} 0 & e^{-jq-A} \\ e^{-jq-A} & 0 \end{pmatrix}, \quad T_{\rightarrow} = \begin{pmatrix} e^{-jq-A} & 0 \\ 0 & e^{jq+A} \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где $A = \alpha \cdot L$ — результирующий экспоненциальный показатель затухания в данном участке; $B = \beta \cdot L$ — полный сдвиг фазы сигнала за время прохождения по этому участку.

Идеализированная же неоднородность, длину которой (а, следовательно, и вызванные распространением через нее сдвиг фазы и затухание сигнала) мы можем считать пренебрежимо малой величиной, представляет собой четырехполюсник, которому соответствуют задающие частичное пропускание и частичное отражение в обратном направлении матрицы [5, 7]

$$S_{\leftrightarrow} = \frac{1}{R_2 + R_1} \begin{pmatrix} R_2 - R_1 & 2\sqrt{R_1 R_2} \\ 2\sqrt{R_1 R_2} & R_1 - R_2 \end{pmatrix}, \quad T_{\leftrightarrow} = \frac{1}{2\sqrt{R_1 R_2}} \begin{pmatrix} R_2 + R_1 & R_2 - R_1 \\ R_2 - R_1 & R_2 + R_1 \end{pmatrix}, \quad (4)$$

где R_i — эквивалентные волновые сопротивления однородных участков, которые как раз и соединяет между собой рассматриваемая неоднородность.

С учетом всего вышесказанного модель волноводной линии, состоящей из двух однородных участков и двух скачков эквивалентного волнового сопротивления, может быть проиллюстрирована блок-схемой, приведенной на рис. 2.

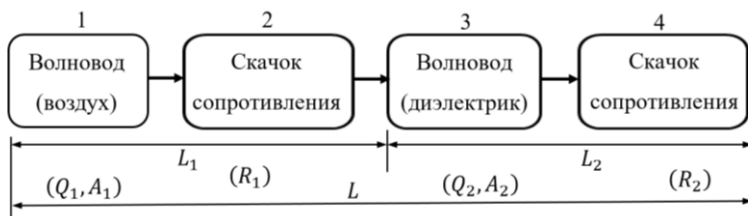


Рис. 2. Схема передающей линии с продольно-частичным заполнением.

Fig. 2. Scheme of the transmitting line with longitudinal-separation

Сопоставляя четырем входящим в линию передачи участкам описывающие их T -матрицы по формулам (3—4), перемножая их и переходя к S -

матрице согласно (2), можно получить описание всей волноводной линии в S-параметрах [7]:

$$\begin{cases} S_{21} = \frac{4R_1R_2e^{-j(Q_1+Q_2)-(A_1+A_2)}}{(R_2+R_1)^2-(R_2-R_1)^2e^{-2(jQ_2+A_2)}} = S_{12}, \\ S_{11} = S_{22}e^{-2(jQ_1+A_1)}, \\ S_{22} = \frac{(R_2^2-R_1^2)(1-e^{-2(jQ_2+A_2)})}{(R_2+R_1)^2-(R_2-R_1)^2e^{-2(jQ_2+A_2)}}. \end{cases} \quad (5)$$

Эти соотношения предоставляют возможность полного описания осуществляемого установкой преобразования сигналов. Основа практического применения предлагаемой методики заключается в том, что входящие в (5) величины частично зависят от (априори неизвестных) электрофизических параметров исследуемого диэлектрического материала, введенного в состав линии передачи; поэтому, проводя расчеты при *гипотетических* значениях этих параметров (выбираемых последовательно с заданным шагом из некоторого наперед установленного диапазона), можно найти оценки искомых величин, руководствуясь при этом критерием минимизации нормы невязки между получаемыми теоретическими результатами и данными, полученными экспериментальным путем [6, 14]. При этом автоматически заодно вырабатываются и оценки погрешностей, в качестве которых берутся размеры «шага дискретизации», разделяющего пары соседних гипотетических значений.

Разумеется, для реализации намеченного плана действий необходимо иметь в распоряжении явный вид зависимости входящих в (5) переменных от величин, непосредственно описывающих физические свойства установки и содержащихся в ней материалов; такие зависимости могут быть получены на основе той или иной электродинамической модели. Более подробно это будет рассмотрено в следующем разделе.

3. Электродинамика процессов распространения сигналов в волноводе

Конкретизируя постановку задачи, введем обозначения a и b для длин сторон (большой и меньшей соответственно) прямоугольника, являющегося поперечным сечением металлического волноводного тракта, заполненного диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью ε , относительной магнитной проницаемостью μ и удельной электропроводностью σ . Возьмем в качестве отправной точки уравнения Максвелла (при таких классических предположениях о свойствах среды, как условие отсутствия в ней свободных зарядов и токов, а также требование ее изотропности и однородности — в частности, поскольку мы и для ме-

таматериалов будем иметь дело лишь с их *эквивалентными* параметрами, то есть как раз с описанием свойств воссоздаваемой с помощью метаматериала среды с некоторыми промежуточными свойствами). Вычисления удобнее вести в частотной области, то есть для монохроматических полей фиксированной рабочей частоты ω — это обусловлено высокой добротностью элементов СВЧ трактов и, как обычно, позволяет упростить расчеты. Граничные условия будут предоставлены гипотезой об идеальности проводника, из которого изготовлены стенки волновода: тогда, как известно [15], на границе внутреннего пространства тангенциальная составляющая вектора напряженности электрического поля должна быть равной нулю.

Далее, оказывается целесообразным ввести комплексную относительную диэлектрическую проницаемость $\hat{\epsilon}$ посредством соотношения

$$\hat{\epsilon} = \epsilon \cdot (1 - j \cdot \operatorname{tg} \vartheta), \quad (6)$$

где $\operatorname{tg} \vartheta$ — тангенс угла потерь, характеризующий суммарную удельную величину результирующих потерь в диэлектрике, вызванных причинами различной (не обязательно электромагнитной) физической природы. Так, для случая, когда постоянная (частотно-независимая) электропроводность является единственным источником потерь, имеем

$$\operatorname{tg} \vartheta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon \epsilon_0}, \quad (7)$$

где $\epsilon_0 \approx 8.854 \cdot 10^{-12} \frac{\Phi}{\text{м}}$ — электрическая постоянная. Однако в большинстве практически интересных случаев медленно меняющейся функцией рабочей частоты в рассматриваемом диапазоне (из области СВЧ) оказывается именно тангенс угла потерь; более того, его вклад существенно заметнее, чем получился бы при непосредственном расчете по классической формуле (7). Дело в том, что величина $\operatorname{tg} \vartheta$ как бы вбирает в себя сразу все отклонения от случая чисто вещественной ϵ , вызванные такими явлениями, как мультифононное рассеяние, трансформация СВЧ колебаний электромагнитной природы в гиперзвуковые колебания и т. п. [16—21].

Расчет, основанный на точном решении уравнений Максвелла при сделанных выше предположениях и на всех своих этапах допускающий наличие, в общем случае, ненулевых потерь в заполнении волновода (детали приведены в [14, 22]), приводит к результатам, обобщающим известные классические представления [23—25]. Все волновые процессы в рассматриваемой системе являются суперпозицией полей наиболее простых типов, которые, по аналогии с классической моделью, мы будем называть волновыми модами и нумеровать с помощью целочисленных индексов m и n . Далее, в зависимости от того, какой из векторов напряженностей $\vec{E}$ и

$\vec{H}$ является чисто поперечным (то есть ориентирован перпендикулярно продольной оси волновода), все моды делятся на поперечно-электрические (TE_{mn} или H_{mn} , причем m и n без ограничения общности можно считать неотрицательными и не обращающимися в ноль одновременно) и поперечно-магнитные (TH_{mn} или E_{mn} ; здесь оба числа m и n должны быть положительными).

Однако в нашем случае распространение каждой моды возможно, вообще говоря, на любой частоте: если ввести вспомогательные ψ -параметры

$$\psi_\varepsilon = 2\pi^2 \left(\frac{f^2 \mu \varepsilon}{c^2} - \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2} \right) \right), \quad \psi_\vartheta = 2\pi^2 \left(\frac{f^2 \mu \varepsilon}{c^2} \operatorname{tg} \vartheta \right), \quad (8)$$

где $f = \frac{\omega}{2\pi}$ — линейная рабочая частота электромагнитных колебаний, $c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} = 299\,792\,458 \frac{\text{м}}{\text{с}}$ — электродинамическая постоянная, равная скорости света в вакууме, то дисперсионные зависимости амплитудной и фазовой постоянных распространения будут описываться соотношениями

$$\alpha = \sqrt{\psi_\varepsilon^2 + \psi_\vartheta^2 - \psi_\varepsilon}, \quad \beta = \sqrt{\psi_\varepsilon^2 + \psi_\vartheta^2 + \psi_\varepsilon}, \quad (9)$$

которые, таким образом, обобщают и связывают между собой традиционно обособляемые в классической модели области отсечки и проводимости в форме единой непрерывной и гладкой функции. Характер непосредственного хода изменения этих величин при перестройке частоты f таков, что в окрестности классического значения критической частоты амплитудная постоянная распространения α резко (но при этом плавно и непрерывно) убывает, что соответствует качественному переходу к имеющему место для всех достаточно высоких частот режиму, в котором распространение сигнала происходит относительно беспрепятственно (за исключением потерь, характеризующихся величиной $\operatorname{tg} \vartheta$). Фазовая же постоянная распространения β при этом, наоборот, резко переходит к существенно ненулевым значениям от почти нулевых (которые соответствовали «режиму стоячей волны», по большей мере реализующемуся при частотах ниже критической).

Заметим, что на основе более общих и точных соотношений, описывающих передаточные свойства волновода с однородным заполнением, становится возможным определять критическую частоту по некоторому заданному уровню подавления сигнала. В настоящем же изложении первостепенный интерес представляет то обстоятельство, что величины (9) позволяют выполнить расчет численных значений элементов матриц (3)

по принципу $Q_i = \beta_i \cdot L_i$, $A_i = \alpha_i \cdot L_i$, где L_i — длина рассматриваемого однородного участка (рис. 2).

Матрицы (4) также могут быть рассчитаны с применением результатов проведенного электродинамического анализа. Именно, эквивалентное волновое сопротивление R для однородного участка мы будем определять по напряжению и мощности, то есть

$$R = \frac{|U|^2}{2P}; \quad (10)$$

здесь множитель $\frac{1}{2}$ возникает, как обычно, из-за усреднения гармонического сигнала в пределах периода, а мощность P находится как поток вещественной части вектора Умова — Пойнтинга через поперечное сечение волновода. С учетом явного вида компонент электромагнитного поля для различных мод (получен и приведен в [22]) получается

$$P = \frac{|D|^2 \omega \pi^2}{8\mu_0 e^{2\alpha z}} \cdot \begin{cases} \frac{2\beta m^2 b}{a} & \text{для } H_{m0}, \\ \frac{2\beta n^2 a}{b} & \text{для } H_{0n}, \\ \beta ab \cdot \left(\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2} \right) & \text{для } H_{mn}, \\ \frac{\varepsilon \varepsilon_0}{\mu \mu_0} ab \cdot \left(\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2} \right) \cdot (\beta + \alpha \operatorname{tg} \vartheta) & \text{для } E_{mn}, \end{cases} \quad (11)$$

где D — комплексный амплитудно-фазовый множитель, общий для всех компонент рассматриваемой волны; z — координата, отсчитываемая вдоль оси волновода в направлении распространения сигнала.

В (10) также входит величина эквивалентного напряжения U , которое можно оценить, например, по величине максимальной разности потенциалов между двумя точками, расположенными на широких стенках волновода напротив друг друга (рис. 3).

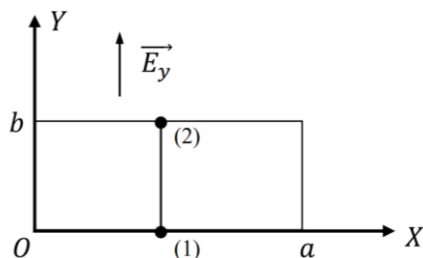


Рис. 3. Иллюстрация к оценке величины напряжения в прямоугольном волноводе.

Fig. 3. Illustration for estimating voltage in a rectangular waveguide

Для мод типа H_{m0} такой подход, после интегрирования в перпендикулярной оси волновода плоскости xOy , приводит к следующему результату:

$$|U_{m0}^H| = \max_{x \in [0;a]} \left| \int_{(1)}^{(2)} \frac{(\vec{E} \cdot \vec{dl})}{E_y \cdot dy} \right| = \frac{|D| \omega \pi m b}{a} \cdot e^{-\alpha z}; \quad (12)$$

Этим мы и ограничимся здесь, поскольку для использованного в данной работе волновода наибольший интерес представляют именно моды вышеуказанного вида.

Дело в том, что при значениях $a = 22,86$ мм и $b = 10,16$ мм, которые соответствуют конкретной задействованной в экспериментальной установке модели волновода, анализ кривых (9) показывает, что «режим проводимости» наступает раньше всего для мод H_{10} и H_{20} . Многомодовый режим нежелателен из-за сложности оценки перераспределения энергии между сосуществующими в нем модами, в связи с этим диапазон рабочих частот был выбран из того соображения, что условия относительно беспрепятственного распространения должны быть выполнены только для одной из мод, а именно т. н. низшей моды H_{10} . Конкретные численные значения границ диапазона (от 7 до 13 ГГц) гарантируют некоторое «безопасное» удаление с обеих сторон от критических частот, равных (по классической модели) 6,56 ГГц (для H_{10}) и 13,11 ГГц (для H_{20}).

Принимая во внимание все вышеизложенное, применительно к низшей моде H_{10} можно получить следующее расчетное выражение для эквивалентного волнового сопротивления [14, 26]:

$$R = \frac{4\pi f b \mu \mu_0}{a \beta}. \quad (13)$$

Наконец, учет неидеальности металлического материала, из которого состоят стенки волновода (и который имеет хоть и большую, но конечную удельную электропроводность $\sigma_{ст}$, а также некоторую, вообще говоря, не обязательно равную единице относительную магнитную проницаемость $\mu_{ст}$) может быть осуществлен следующим образом. В амплитудную постоянную распространения вводится поправка $\alpha_{ст}$, отвечающая за потери на активном омическом сопротивлении скин-слоя, которые вычисляются (по закону Джоуля — Ленца) с помощью найденных ранее явных формул для компонент электромагнитного поля в волноводе, на основе того соображения, что плотность поверхностного тока численно равна тангенциальной составляющей вектора напряженности магнитного поля. Расчет, детали которого приведены в [27], приводит к соотношениям:

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_c^{(H_{m0})} = -\frac{1}{2} \cdot \ln \left(1 - \sqrt{\frac{\mu_{ст}}{\pi f \mu_0 \sigma_{ст}}} \cdot \frac{\left(\frac{\pi m}{a}\right)^2 \cdot \left(\frac{2b}{a} + 1\right) + 2 \cdot \sqrt{\psi_\varepsilon^2 + \psi_\vartheta^2}}{\mu b \beta} \right); \\ \alpha_c^{(H_{0n})} = -\frac{1}{2} \cdot \ln \left(1 - \sqrt{\frac{\mu_{ст}}{\pi f \mu_0 \sigma_{ст}}} \cdot \frac{\left(\frac{\pi n}{b}\right)^2 \cdot \left(1 + \frac{2a}{b}\right) + 2 \cdot \sqrt{\psi_\varepsilon^2 + \psi_\vartheta^2}}{\mu a \beta} \right); \\ \alpha_c^{(H_{mn})} = -\frac{1}{2} \cdot \ln \left(1 - 2 \cdot \sqrt{\frac{\mu_{ст}}{\pi f \mu_0 \sigma_{ст}}} \cdot \frac{\left(\frac{n^2}{b} + \frac{m^2}{a}\right) \cdot 2 \cdot \sqrt{\psi_\varepsilon^2 + \psi_\vartheta^2} + \pi^2 \left(\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}\right) \cdot (b+a)}{\beta a b \mu \cdot \left(\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}\right)} \right); \\ \alpha_c^{(E_{mn})} = -\frac{1}{2} \cdot \ln \left(1 - 4 \cdot \sqrt{\frac{\pi f \mu_{ст} \mu_0}{\sigma_{ст}}} \cdot \frac{2 \pi f \varepsilon \varepsilon_0 (1 + \operatorname{tg}^2 \vartheta)}{a b \cdot (\beta + \alpha \operatorname{tg} \vartheta)} \cdot \frac{m^2 b^3 + n^2 a^3}{m^2 b^2 + n^2 a^2} \right). \end{array} \right. \quad (14)$$

Теперь, когда все необходимые предварительные вычисления выполнены, можно проводить определение эквивалентных электрофизических параметров метаматериалов по вышеизложенной методике. Один из конкретных примеров подобного эксперимента обсуждается в следующем разделе.

4. Пример исследования свойств метаматериалов

С помощью описанной в предыдущих разделах методики было осуществлено исследование свойств метаматериалов с различным коэффициентом заполнения p , созданных посредством 3D-печати на основе ударопрочного полистирола (также известного как *HIPS*-пластик). Величина p принимала ряд значений (в пределах от 0,1 до 1,0), для каждого из которых был отпечатан соответствующий диэлектрический фрагмент. Конкретное строение метаматериала при этом представляло собой пористую структуру с траекториями заполнения, имеющими форму прямоугольных уступов (меандров) и задающимися автоматизированным образом [28]. Длины получаемых при этом диэлектрических образцов измерялись с точностью до 0,1 мм.

Представляющие интерес электрофизические параметры (ε и $\operatorname{tg} \vartheta$) определялись одновременно [29], причем диапазоны гипотетических значений были разделены на 100 промежуточных точек каждый. В качестве основной характеристики была выбрана величина амплитудного коэффициента пропускания, то есть волнового параметра $|S_{21}|$: именно ее отсчеты сравнивались для теоретических и экспериментальных данных [30] (заметьте, что этот вариант не является единственным — так, например, аналогичный алгоритм можно реализовать, взяв в качестве основных данных значения $|S_{11}|$, то есть амплитудного коэффициента отражения [31]). Ре-

зультаты определения их оценок по методу минимизации нормы невязки приведены в таблице 1.

Таблица 1. Электрофизические параметры некоторых материалов.

Table 1. Electrophysical parameters of some materials

Коэффициент заполнения p	Эквивалентные значения параметров		Длина образца, мм
	ε	$\operatorname{tg} \vartheta$	
1.0	2.273	0.00202	98.0
0.9	2.091	0.00162	94.5
0.8	1.970	0.00212	97.9
0.7	1.848	0.00136	98.5
0.5	1.566	0.00116	98.5
0.4	1.444	0.00101	98.9
0.3	1.343	0.00081	96.9
0.2	1.323	0.00096	97.7
0.1	1.404	0.00101	96.7

Как видно из представленных данных, промежуточные значения коэффициента заполнения приводят к качественно промежуточным эквивалентным свойствам метаматериала, количественные же отклонения и немонотонности полученной зависимости могут быть объяснены существованием возможности усовершенствования алгоритма программирования трехмерной печати, а также неидеальностью аппаратной части. Действительно, несложно заметить, что тангенс угла потерь для использованного материала принимает весьма небольшие значения; это обстоятельство, несомненно, свидетельствующее в пользу выбора ударопрочного полистирола в качестве рабочего вещества при производстве многих устройств СВЧ, привносит, с другой стороны, неудобства в вышеописанный эксперимент, поскольку обусловленные ошибками и погрешностями отклонения могут быть по своей величине сопоставимы с тем вкладом, который вносит непосредственно сам тангенс угла потерь.

В связи с этим представляется целесообразным в дальнейших исследованиях использовать в качестве исходного диэлектрика некоторый другой материал, потери в котором при сплошном заполнении были бы более заметны: это позволило бы с улучшенной точностью исследовать закон изменения обоих эквивалентных электрофизических параметров при «перестройке» коэффициента частичного заполнения. Наконец, аномальное поведение ε при очень малых величинах этого коэффициента p объясняется, в основном, затруднительностью создания диэлектрических структур с соответствующей степенью «ажурности».

5. Заключение

В работе была последовательно изложена методика, позволяющая проводить экспериментальное определение электрофизических параметров диэлектрического материала, пригодного для применения в качестве рабочего вещества для технологий аддитивного производства и допускающая непосредственный перенос на случай исследования метаматериалов с частичным заполнением. Приведены все необходимые расчетные соотношения, основанные большей частью на оригинальных результатах, полученных и опубликованных несколько ранее; даны ссылки на соответствующие работы с более подробным изложением тех или иных деталей. В качестве примера описано проведение эксперимента на конкретной установке с использованием реального диэлектрика, представлены данные о зависимости эквивалентных электрофизических параметров метаматериала от коэффициента его частичного заполнения.

Благодарности

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках государственного задания ВУЗам в сфере научной деятельности на 2023–2025 годы, проект № FZGU-2023-0006. Вычисления и измерения в работе выполнены с использованием оборудования учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ».

Список литературы

1. Асимметричная биконическая антенна с неоднородным диэлектрическим заполнением / Г. К. Усков, К. В. Смусева, Р. В. Карпенко, А. А. Кононов. Сб докладов XXVIII Всероссийской открытой научной конференции «Распространение радиоволн», Йошкар-Ола, 2023. С. 579—582.
2. Ultrawideband TEM horn with inhomogeneous dielectric medium. / A. M. Bobreshov, G. K. Uskov, P. A. Kretov, N. S. Sbitnev // Microw. Opt. Technol. Lett. 2021. Vol. 63, iss. 2, pp. 581–586.
3. Biconical antenna with inhomogeneous dielectric lens for UWB applications / A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, E. A. Seregina, G. K. Uskov // Electronics Letters. Vol. 56, no. 17. P. 857–859.
4. Оценка электрофизических параметров диэлектриков для трехмерной печати / А. М. Бобрешов, К. С. Жевнеров, И. С. Коровченко, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков / Сб. трудов XXVI Междунар. научно-технич. Конф. «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 2020. Т. 5. С. 137—143.
5. Аналитическая модель измерительной волноводной линии для оценки электрофизических параметров диэлектрических материалов / А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков, Ю. Э. Корчагин / Сб. трудов XXVII Междунар. научно-технич. Конф. «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 2021. Т. 3. С. 125—131.

6. Общий алгоритм определения электрофизических параметров в сверхвысокочастотном диапазоне методом минимизации нормы невязки / А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков / Сб. трудов XXVIII Междунар. научно-технич. Конф. «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 2022. Т. 5. С. 193—199.
7. Теоретическое описание измерительной волноводной линии с продольно-частичным заполнением в комплексных параметрах рассеяния / А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков / СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Вып. 4. С. 225—226.
8. О расширении рабочего диапазона частот измерительной волноводной линии с продольно-частичным заполнением / А. М. Бобрешов, Г. К. Усков, К. В. Смусева, А. А. Кононов / СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2023, Вып. 5. С. 187—188.
9. Choma J., Chen W. K. Feedback networks: theory and circuit applications. World Scientific Publishing Company, 2007. Vol. 5. 862 p.
10. Mavaddat R. Network scattering parameters. 1996. 304 p.
11. Scattering parameters. Wikipedia. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Scattering_parameters.
12. Малушков Г. Д. Антенны и устройства сверхвысоких частот. Ч. 1 : Линии передачи и устройства сверхвысоких частот. М. : МИРЭА, 1973. 264 с.
13. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М. : Высшая школа, 1988. 432 с.
14. Кононов А. А., Усков Г. К., Смусева К. В. Методика определения электрофизических параметров диэлектрических материалов по параметрам рассеяния волновода с продольно-частичным заполнением. Сб. докладов XXVIII Всероссийской открытой научной конференции «Распространение радиоволн». Йошкар-Ола, 2023. С. 523—526.
15. Геворкян Р. Г., Шепель В. В. Курс общей физики. — 2-е изд. М. : Высшая школа, 1966. 595 с.
16. Вендик О. Г., Васильев А. Н. Тангенс угла потерь в сегнетоэлектрическом материале как функция амплитуды переменного поля СВЧ // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2007. № 5. С. 66—69.
17. Вендик О. Г. Затухание сегнетоэлектрической моды в кристаллах типа SrTiO_3 // Физика твердого тела. 1975. Т. 17, вып. 6. С. 1683—1690.
18. Tagantsev A. K. DC-electric-field-induced microwave loss in ferroelectrics and intrinsic limitation for the quality factor of a tunable component // Appl. Ph. Let. 2000. Vol. 76, no 9. P. 1182—1184.
19. Vendik O. G., Zubko S. P., Nikol'ski M. A. Microwave loss-factor of $\text{BaSr}_{1-x}\text{TiO}_3$ as a function of temperature, biasing field, barium concentration, and frequency // J. of Appl. Ph. 2002. Vol. 92, no. 12. P. 7448—7452.
20. Вендик О. Г., Платонова Л. М. Влияние заряженных дефектов на диэлектрические свойства материалов // Физика твердого тела. 1971. Т. 13, вып. 6. С. 1617—1625.
21. Large signal circuit model of parallel-plate ferroelectric varactors / P. Rundqvist, A. Vorobiev, E. Kollberg, S. Gevorgian // J. of Appl. Ph. 2006. Vol. 100. P. 074101-01—074101-9.
22. A Model of Electromagnetic Field Propagation Processes in a Rectangular Waveguide Filled With a Lossy Dielectric Medium / A. A. Kononov, A. S. Velichkina, G. K. Uskov, K. V. Smuseva. In : 2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC). P. 318—321.
23. Калинин В. И., Герштейн Г. М. Введение в радиофизику. М. : Гостехиздат, 1957. 660 с.
24. Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники / А. А. Барыбин и др. ; под ред. Б. Х. Кривицкого, В. Н. Дулина. М. : Энергия, 1977. Т. 1. 504 с.
25. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ / под ред. Н. Д. Девяткова. — 2-е изд. М. : Высшая школа, 1970. Т. 1 : Техника сверхвысоких частот. 440 с.
26. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств : пер. с англ. под ред. В. Г. Шейнкмана. М. : Радио и связь, 1987. 428 с.

27. Влияние скин-эффекта на распространение электромагнитных сигналов в прямоугольном волноводе с произвольным диэлектрическим заполнением / А. М. Бобрешов, Г. К. Усков, К. В. Смусева, А. А. Кононов / Сб. трудов XXIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» Т. 3. Воронеж, 2023. С. 295—301.
28. Программа послойного формирования траекторий для трехмерного прототипирования диэлектрических линзовых структур. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2022681161, 10.11.2022. Заявка № 2022680729 от 02.11.2022.
29. Одновременное определение двух основных электрофизических параметров диэлектрика методом минимизации квадрата нормы невязки / А. М. Бобрешов, Г. К. Усков, К. В. Смусева, А. А. Кононов / Сб. трудов XXX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Т. 3. Воронеж, 2024. С. 303—313.
30. Усков Г. К, Смусева К. В., Кононов А. А. Программа определения электрофизических параметров диэлектрика по коэффициенту пропускания частично заполненного им волноводного тракта. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2023611180, 17.01.2023. Заявка № 2022686378 от 28.12.2022.
31. Усков Г. К, Смусева К. В., Кононов А. А. Программа определения электрофизических параметров диэлектрика по коэффициенту отражения частично заполненного им волноводного тракта. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2024612329, 31.01.2024. Заявка № 2023687554 от 05.12.2023.

Информация об авторах

Усков Григорий Константинович, д. ф.-м. н., профессор кафедры электроники Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

Смусева Ксения Владимировна, аспирант кафедры электроники Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

Кононов Александр Андреевич, магистрант кафедры электроники Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

Investigation of Equivalent Electrophysical Parameters of Metamaterials with the Use of a Measuring Waveguide Line

G. K. Uskov, K. V. Smuseva, and A. A. Kononov

Voronezh State University

1, Universitetskaya sq., Voronezh, 394018, Russian Federation

uskov@phys.vsu.ru, kononov@phys.vsu.ru

Received: May 20, 2024

Peer-reviewed: June 20, 2024

Accepted: June 20, 2024

Abstract: *The paper presents a scheme of an experimental installation based on a measuring waveguide line with longitudinally partial filling that allows to experimentally determine the electrophysical parameters of dielectric materials that can be used as a working substance in additive manufacturing technologies, including metamaterials produced this way. The description of the specified transmitting system is given in the matrix formalism of the transmitting and scattering wave parameters and the method of obtaining estimates for the desired values by minimizing the norm of the discrepancy between the theoretical and experimental data is discussed. For the physical quantities included in the working formulas, the paper gives the calculating formulas that are obtained on the basis of theoretical electrodynamic modeling and that take into account both the presence of losses in the dielectric and the imperfection of the waveguide wall material. An example of practical implementation of the described experimental technique on a real measuring device and with use of a specific dielectric for 3D printing is discussed. The possibility of applying the described methodology to study the equivalent properties of metamaterials with different partial filling coefficients is illustrated.*

Keywords: *dielectric metamaterials, equivalent electrophysical parameters, measuring waveguide line, partial filling coefficient.*

For citation (IEEE): G. K. Uskov, K. V. Smuseva, and A. A. Kononov, "Investigation of Equivalent Electrophysical Parameters of Metamaterials with the Use of a Measuring Waveguide Line," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 734–751, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.4.45. (In Russ.).

References

- [1] G. K. Uskov, K. V. Smuseva, R. V. Karpenko, and A. A. Kononov, "Asymmetrical biconical antenna with inhomogeneous dielectric filling," in XXVIII All-Russian Open Scientific Conference "Propagation of Radio Waves", Yoshkar-Ola, pp. 579–582, 2023. (In Russ.).
- [2] A. M. Bobreshov, G. K. Uskov, P. A. Kretov, and N. S. Sbitnev, "Ultrawideband TEM horn with inhomogeneous dielectric medium," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 63, iss. 2, pp. 581–586, 2021, doi: 10.1002/mop.32622.

- [3] A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, E. A. Seregina, and G. K. Uskov, "Biconical antenna with inhomogeneous dielectric lens for UWB applications," *Electronics Letters*, vol. 56, no. 17, pp. 857–859, 2020, doi: 10.1049/el.2020.1098.
- [4] A. M. Bobreshov, K. S. Zhevnerov, I. S. Korovchenko, et al., "Estimation of the electro-physical parameters of dielectrics for three-dimensional printing," in proc. *XXVI International scientific and technical conference "Radar, navigation, communications"*, Voronezh, vol. 5, pp. 137–143, 2020. (In Russ.).
- [5] A. M. Bobreshov, A. A. Kononov, K. V. Smuseva, et al., "Analytical model of a measuring waveguide line for assessing the electrophysical parameters of dielectric materials," in proc. *XXVII International Scientific- technical conference "Radar, navigation, communications"*, Voronezh, vol. 3, pp. 125–131, 2021. (In Russ.).
- [6] A. M. Bobreshov, A. A. Kononov, K. V. Smuseva, and G. K. Uskov, "General algorithm for determining electrical parameters in the microwave range by the method of minimizing the residual norm," in proc. *XXVIII International Scientific and Technical Conference "Radar, navigation, communication"*, Voronezh, vol. 5, pp. 193–99, 2022. (In Russ.).
- [7] A. M. Bobreshov, A. A. Kononov, K. V. Smuseva, and G. K. Uskov, "Theoretical description of a measuring waveguide line with longitudinal-partial filling in complex scattering parameters," *Microwave and telecommunication technology*, iss. 4, pp. 225–226, 2022. (In Russ.).
- [8] A. M. Bobreshov, G. K. Uskov, K. V. Smuseva, and A. A. Kononov, "On expanding the operating frequency range of a measuring waveguide line with longitudinal-partial filling," *Microwave and telecommunication technology*, iss. 5, pp. 187–188, 2023. (In Russ.).
- [9] J. Choma and W. K. Chen, *Feedback networks: theory and circuit applications*, World Scientific Publishing Company, Vol. 5, 2007.
- [10] R. Mavaddat, "Network scattering parameter, Singapore: World Scientific. 1996.
- [11] Scattering parameters. Wikipedia.
URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Scattering_parameters.
- [12] G. D. Malushkov, *Antennas and devices of ultrahigh frequencies, part 1: Transmission lines and ultrahigh frequency devices*, Moscow, 1973. (In Russ.).
- [13] D. M. Sazonov, *Antennas and microwave devices: textbook*, Moscow: Vysshaya shkola, 1988. (In Russ.).
- [14] A. A. Kononov, G. K. Uskov, and K. V. Smuseva, "Methodology for determining the electrophysical parameters of dielectric materials from the scattering parameters of a waveguide with longitudinal-partial filling," in proc. *XXVIII All-Russian Open Scientific Conference "Propagation of Radio Waves"*, Yoshkar-Ola, pp. 523–526, 2023. (In Russ.).
- [15] R. G. Gevorkyan and V. V. Shepel, *Course of general physics*, 2nd ed. Moscow: Vysshaya shkola, 1966. (In Russ.).
- [16] O. G. Vendik and A. N. Vasiliev, "Loss tangent in a ferroelectric material as a function of the amplitude of the alternating microwave field," *Izvestiya vuzov Rossii. Radioelektronika*, no. 5, pp. 66–69, 2007. (In Russ.).
- [17] O. G. Vendik, "Damping of the ferroelectric mode in crystals of the SrTiO₃ type," *Physics of the Solid State*, vol. 17, iss. 6, pp. 1683–1690, 1975. (In Russ.).
- [18] A. K. Tagantsev, "DC-electric-field-induced microwave loss in ferroelectrics and intrinsic limitation for the quality factor of a tunable component," *Appl. Ph. Let's*, vol. 76, no. 9, pp. 1182–1184, 2000, doi: 10.1063/1.125976.
- [19] O. G. Vendik, S. P. Zubko, and M. A. Nikol'ski, "Microwave loss-factor of Ba_xSr_{1-x}TiO₃ as a function of temperature, biasing field, barium concentration, and frequency," *J. of Appl. Ph.*, vol. 92, no. 12, pp. 7448–7452, 2002, doi: 10.1063/1.1524314.
- [20] O. G. Vendik and L. M. Platonova, "The influence of charged defects on the dielectric properties of materials," *Physics of the Solid State*, vol. 13, iss. 6, pp. 1617–1625, 1971. (In Russ.).

- [21] P. Rundqvist, A. Vorobiev, E. Kollberg, and S. Gevorgian, "Large signal circuit model of parallel-plate ferroelectric varactors," *J. of Appl. Ph.*, vol. 100, no. 7, art. 074101, 2006, doi: 10.1063/1.2354414.
- [22] A. A. Kononov, A. S. Velichkina, G. K. Uskov, and K. V. Smuseva, "A Model of Electromagnetic Field Propagation Processes in a Rectangular Waveguide Filled With a Lossy Dielectric Medium," in *2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC)*, pp. 318–321, doi: 10.1109/RMC55984.2022.10079629.
- [23] V. I. Kalinin and G. M. Gershtein, *Introduction to radiophysics*, Moscow: Gostekhizdat, 1957. (In Russ.).
- [24] A. A. Barybin, et al., *Handbook on the theoretical foundations of radio electronics*, ed. by B. Kh. Krivitsky and V. N. Dulin, Moscow: Energiya, 1977, vol. 1. (In Russ.).
- [25] I. V. Lebedev, *Microwave equipment and devices*, vol. 1, *Microwave technology*, ed. by N. D. Devyatkov, 2nd ed., Moscow: Vysshaya shkola, 1970. (In Russ.).
- [26] K. Gupta, R. Garg, and R. Chadha, *Computer aided design of microwave circuits*, Artech House, Inc., 1981.
- [27] A. M. Bobreshov, G. K. Uskov, K. V. Smuseva, and A. A. Kononov, "Influence of the skin effect on the propagation of electromagnetic signals in a rectangular waveguide with arbitrary dielectric filling," in *proc. XXIX International Scientific and Technical Conference "Radar, navigation, communication"*, vol. 3, pp. 295–301, Voronezh, 2023. (In Russ.).
- [28] Program for layer-by-layer formation of trajectories for three-dimensional prototyping of dielectric lens structures. Certificate of registration of a computer program 2022681161, 11/10/2022. Application No. 2022680729 dated 11/02/2022. (In Russ.).
- [29] A. M. Bobreshov, G. K. Uskov, K. V. Smuseva, and A. A. Kononov, "Simultaneous determination of two main electrophysical parameters of a dielectric by the method of minimizing the squared norm of the discrepancy," in *proc. XXX International Scientific and Technical Conference "Radar, navigation, communication"* vol. 3, pp. 303–313, Voronezh, 2024. (In Russ.).
- [30] G. K. Uskov, K. V. Smuseva, and A. A. Kononov, A program for determining the electrical parameters of a dielectric from the transmittance of a waveguide path partially filled with it. Certificate of registration of the computer program 2023611180, 01/17/2023. Application No. 2022686378 dated 12/28/2022. (In Russ.).
- [31] G. K. Uskov, K. V. Smuseva, and A. A. Kononov, A program for determining the electrophysical parameters of a dielectric from the reflection coefficient of a waveguide path partially filled with it. Certificate of registration of the computer program 2024612329, 01/31/2024. Application No. 2023687554 dated 12/05/2023. (In Russ.).

Information about the authors

Grigoriy K. Uskov, Dr. Phys. & Math. Sc., Professor of Electronics Department of Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

Kseniya V. Smuseva, postgraduate student of Electronics Department of Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

Alexander A. Kononov, master's student of Electronics Department of Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

УДК 551.508.865

Разработка драйвера лазерного диода времяпролетного дальномера

^{1,2} Черепанов В. В., ^{1,2} Букин С. П., ¹ Горбачев Н. В.,
^{1,2} Клещенко А. Б., ^{1,2} Крутиев С. В., ^{1,2} Мошиченко С. Д.

¹ Южный федеральный университет

ул. Зорге, 5, г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация

² ООО «НПО СМАРТСЕНС»

ул. Некрасовская, 75А, оф. 5, г. Ростов-на-Дону, 344041, Российская Федерация
skrutiev@sfedu.ru

Получено: 29 мая 2024 г.

Отрецензировано: 20 июня 2024 г.

Принято к публикации: 20 июня 2024 г.

Аннотация: Лазерные измерители дистанции на основе времяпролетного метода (TOF-лидары) широко применяются как для построения пространственных сцен окружающего пространства, так и точечных измерений в промышленной автоматике, робототехнике, беспилотном транспорте и других областях. Для обеспечения высокой скорости сканирования, дальности и точности измерения требуется формирование ультракоротких световых импульсов с оптической мощностью, достигающей нескольких десятков ватт. Эта задача решается с помощью полупроводниковых лазерных диодов (ЛД) ближнего инфракрасного диапазона, управляемых специализированными драйверами. Их основная задача — обеспечить долговременную работу ЛД в режиме пикового импульсного тока до нескольких десятков ампер. При таких токах в импульсе необходимо учитывать индуктивную составляющую элементов. В данной работе проведено моделирование и изготовлен макет резонансного драйвера, позволяющего формировать импульсы тока наносекундной длительности для ЛД. Модель учитывает паразитную индуктивность выводов элементов и топологию печатной платы. Представлены результаты расчета основных временных диаграмм напряжений и токов драйвера. Для управления драйвером разработан генератор управляющих импульсов на основе программируемой интегральной логической схемы, позволяющий формировать сигналы наносекундной длительности с шагом перестройки 1,25 нс. На изготовленном драйвере проведены экспериментальные измерения временных диаграмм напряжений с установленными ЛД с длиной волны 905 нм (SPL PL90_3, SPL-UL90AT03 и TPGAD1S09H). Рассчитаны паразитные индуктивности ЛД и топологии печатной платы. Проведенное сравнение результатов моделирования с экспериментальными данными подтвердило адекватность представленной модели.

Ключевые слова: *TOF-лидар, лазерный диод, паразитная индуктивность, оптическая мощность, управляющие импульсы, оптический диапазон.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Разработка драйвера лазерного диода времяпролетного дальномера / В. В. Черепанов и др. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 752—768.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Разработка драйвера лазерного диода времяпролетного дальномера / В. В. Черепанов, С. П. Букин, Н. В. Горбачев и др. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2024. — Т. 7, № 4. — С. 752—768.

1. Введение

Лидар (англ. *LiDAR — Light Detection And Ranging*) — это разновидность радара, в котором электромагнитное излучение находится в оптическом диапазоне [1]. Лидары применяются для построения двухмерной и трехмерной модели окружающего пространства путем сканирующего измерения дальности до цели в различных направлениях. Построение таких пространственных сцен окружающего пространства относится к технологиям технического зрения, спектр применения которых очень широк.

В лидарах используются различные принципы измерения дальности, в частности, триангуляция, фазовый метод, импульсный времяпролетный метод (*TOF*), метод непрерывной волны с частотной модуляцией (*FMCW*) и другие. При триангуляции расстояние до цели рассчитывается путем измерения смещения рассеянного света на изображающей поверхности приемника, что отличается простотой, низкой стоимостью и высокой точностью на коротких расстояниях. С помощью фазового метода измерение расстояния достигается путем измерения фазы эхо-сигнала и сравнения ее с фазой передаваемого сигнала, но при этом невозможно одновременно обеспечить высокую дальность измерения и приемлемую точность. Метод *FMCW* считается одним из лучших из-за большой дальности действия, способности определять скорость объектов, сверхвысокого разрешения, но ограничен различными аспектами, такими как техническая сложность системы и высокая стоимость реализации.

В настоящее время преобладают устройства на основе метода *TOF* с точечным механическим сканированием. Они обладают такими преимуществами, как высокая дальность действия, высокая разрешающая способность в азимутальной плоскости, высокая скорость сканирования пространства и могут применяться в автомобильной промышленности, для систем помощи водителю, в системах автопилотирования беспилотных летательных аппаратов, в области геодезии и картографии для создания высокоточных цифровых моделей местности и т. д. Стоит также отметить

относительно невысокую стоимость и доступность основных компонентов *TOF*-измерителей дистанции.

На рис. 1 представлен принцип действия *TOF*-лидара, основанный на измерении времени распространения сверхкороткого импульса $t_d = 2d/c$ (c — скорость света, d — расстояние до цели) лазерного излучения, отраженного от цели. Основным элементом такой системы является узел время-цифрового преобразования (*TDC*), который, как правило, реализуется на специализированных микросхемах и реже с использованием программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) и линий задержки [2—4]. Также стоит выделить более дорогостоящий и сложный метод полного анализа отраженного сигнала на основе высокоскоростных аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

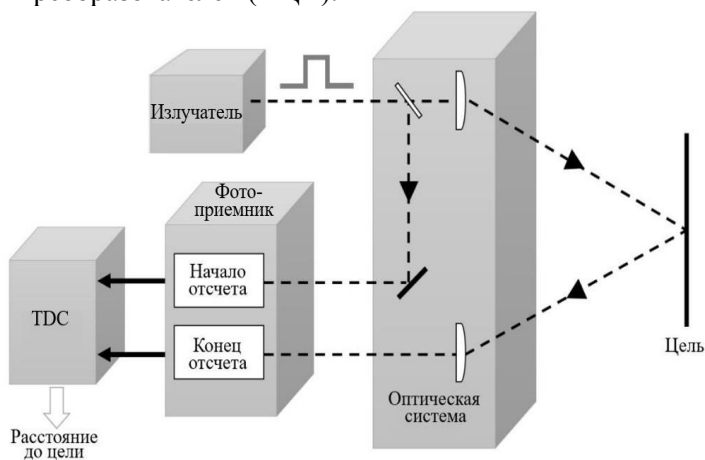


Рис. 1. Принцип действия *TOF*-лидара.

Fig. 1. Operating principle of TOF lidar

Если говорить о полном цикле разработки сканирующего *TOF*-лидара, то возникает ряд научно-исследовательских задач в части проектирования высокоскоростного излучателя, малошумящего аналогового тракта фотоприемника, высокоточной механической сканирующей и оптической систем, а также разработки цифрового модуля, алгоритма и методов цифровой обработки сигналов.

В излучателях *TOF*-лидаров обычно применяются полупроводниковые лазерные диоды (ЛД) ближнего инфракрасного диапазона, либо эпитаксиальные лазеры с боковым излучением, либо лазеры с вертикальным резонатором (*VCSELs*) [5]. На рис. 2 представлены фотографии некоторых ЛД с пиковой оптической мощностью более 50 Вт и длиной волны 905 нм, широко применяемых в *TOF*-лидарах.

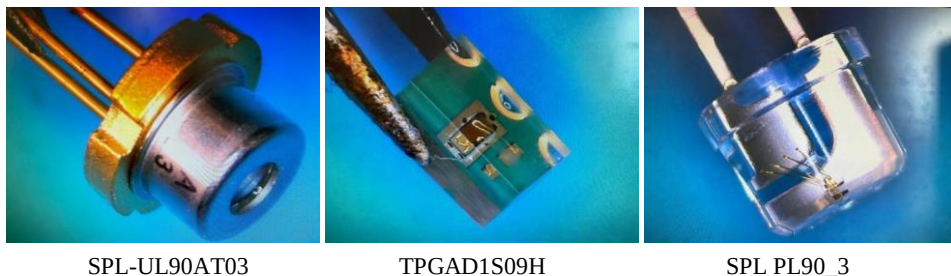


Рис. 2. Лазерные диоды, применяемые в TOF-лидарах.

Fig. 2. Laser diodes used in TOF lidars

Такие высокие значения излучаемой мощности необходимы для увеличения дальности действия и могут быть достигнуты лишь в импульсном режиме с применением специализированных высокоскоростных драйверов, обеспечивающих правильный режим работы и стабильную долгосрочную работу ЛД. Типичное значение тока в импульсе может достигать сотен ампер. В среднем, в коммерческих лидарах приходят к диапазонам пикового импульсного тока от нескольких десятков ампер с длительностью импульса от нескольких единиц до нескольких десятков наносекунд [5]. Такие короткие во времени импульсы оптической мощности обеспечивают безопасность для органов зрения, защищают элементы излучателя от перегрева при протекании больших токов, а также увеличивают разрешающую способность лидара при сканировании движущихся объектов [6—8]. При этом особые требования предъявляются к быстродействию компонентов драйвера ЛД, максимальным рабочим токам, а также к топологии печатной платы.

Серьезные требования предъявляются также и к форме оптического импульса, который в идеальном случае должен быть прямоугольным. Это обеспечивало бы более высокую точность фиксации времени прихода импульса, однако на практике импульс, принимаемый фотоприемником, имеет колоколообразную форму, что приводит к так называемой ошибке обхода (*Walk error*) [9, 10].

Таким образом, задача разработки сверхбыстродействующего энергоэффективного драйвера ЛД, обеспечивающего формирование световых всплесков наносекундной длительности с управляемой мощностью для применения в TOF-лидарах, является актуальной.

2. Моделирование драйвера лазерного диода

На рис. 3 представлена блок-схема модели разрабатываемого драйвера ЛД. Модель включает два основных элемента: генератор управляю-

щих импульсов и плату драйвера ЛД. Управление излучением оптической мощности осуществляется за счет подачи управляющих импульсов на вход платы драйвера ЛД. Длительность устанавливается в диапазоне значений 6—10 нс. Для больших значений длительности (порядка нескольких десятков наносекунд) может применяться схема укорочения. Частота следования импульсов может выбираться произвольно (определяет скорость сканирования). Задача платы драйвера — обеспечить долгосрочную работу ЛД в режиме пикового импульсного тока до нескольких десятков ампер.



Рис. 3. Блок-схема модели драйвера ЛД.

Fig. 3. Block diagram of the LD driver model

А. Генератор управляющих импульсов на ПЛИС

Генератор управляющих импульсов построен на основе ПЛИС с частотой тактирования до 800 МГц. Применение ПЛИС обусловлено созданием задела по скорости работы с остальными системами лидара (*TDC*, *Ethernet* и т. д.). Другим решением может быть применение микроконтроллера. В этом случае минимальная ширина формируемых импульсов значительно выше, поэтому требуется применение схемы укорочения.

Принцип генерации импульса основан на аппаратном модуле ПЛИС — сериализаторе (рис. 4). Функция сериализатора — бинарный сдвиг входной последовательности с последующим выводом наиболее значащего разряда на выход. Производитель ПЛИС предоставляет сериализатор, расположенный внутри интегральной схемы (ИС). Блок сериализатора способен работать на частотах, превышающих на порядок частоту тактирования модулей проекта. Поскольку сериализатор является аппаратной реализацией на ИС, то разработчик может лишь использовать его функционал, не вмешиваясь в работу внутренних вентилях.

Для формирования пакетов, подаваемых на сериализатор, разработан модуль формирователя бинарных пакетов. Алгоритм, лежащий в его основе, позволяет формировать пакеты на частоте в 10 раз меньшей, чем работает сериализатор. Такое соотношение частот позволяет выходы формирователя подключить напрямую к сериализатору. Выходной сигнал сериализатора в этом случае представляет собой требуемый сигнал генера-

тора управляющих импульсов. Связка умножителя с ФАПЧ и делителем частоты обеспечивают работу ПЛИС на системной частоте до 800 МГц и поддерживает корректную работу формирователя бинарных пакетов и сериализатора. В связи с аппаратными ограничениями на максимальную частоту тактирования модулей ПЛИС длительность генерируемого импульса в 1,25 нс является предельной.

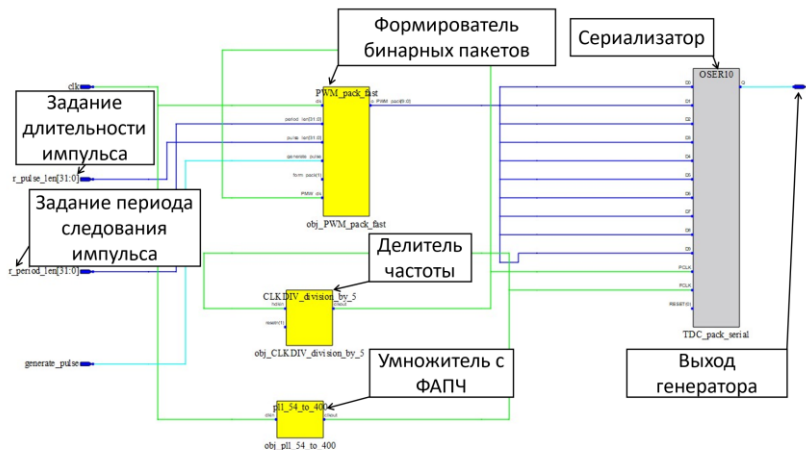


Рис. 4. Схема, синтезированная из HDL кода.

Fig. 4. Circuit synthesized from HDL code

В. Схема укорочения управляющего импульса

Другим предложенным способом формирования управляющих импульсов наносекундной длительности является применение схемы, представленной на рис. 5. Основным элементом здесь является логический элемент «И», на один из входов которого сигнал подается через RC-цепочку, на другой — напрямую. Принцип ее работы хорошо понятен из

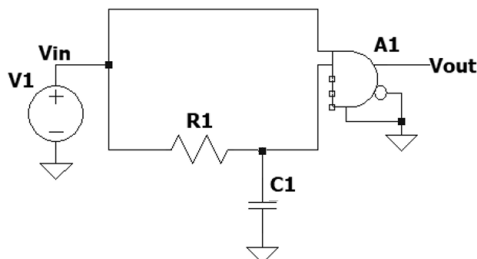


Рис. 5. Схема укорочения управляющего импульса.

Fig. 5. Control pulse shortening circuit

рис. 6. Время достижения порога срабатывания V_{LH} (уровень логической единицы) определяется постоянной $\tau = RC$. Ширина импульса может регулироваться как параметрами RC -цепочки, так и шириной управляющего импульса V_{in} . Плавная регулировка может быть обеспечена применением подстроечного резистора R_1 .

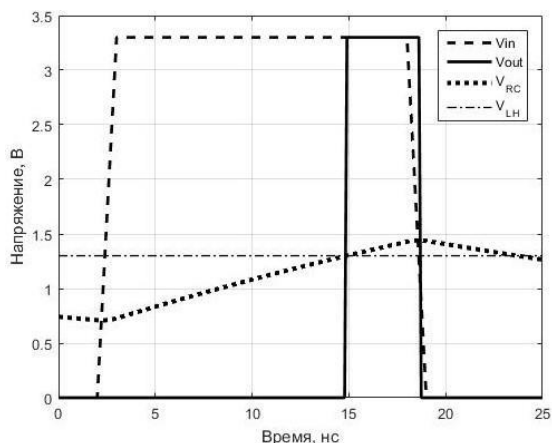


Рис. 6. Временные диаграммы напряжений схемы из рис. 5.

Fig. 6. Timing diagrams of circuit voltages from Fig. 5

С. Драйвер лазерного диода

Ранее было сказано, что формируя всплески наносекундной длительности с резким нарастанием и убыванием мощности (формой, близкой к прямоугольной) можно повысить точность лидаров, однако на практике формирование таких импульсов невозможно. При резком нарастании тока проявляется эффект самоиндукции, возникающий из-за наличия паразитной индуктивности элементов в цепи диода. Это приводит к снижению эффективности работы драйвера ЛД, а также протеканию обратного тока, обусловленного резонансным поведением контура.

На рис. 7а показана упрощенная эквивалентная схема резонансного драйвера ЛД с емкостным разрядом, на рис. 7б — временные диаграммы токов и напряжений. Основным элементом схемы является полупроводниковый переключатель Q_1 . Он представляет силовой МОП-транзистор из нитрида галлия (GaN), обладающий малой паразитной индуктивностью и высоким быстродействием [11, 12]. Значительно улучшенные характеристики GaN транзисторов по сравнению кремниевыми позволяют коммутировать токи вплоть до 100 А с длительностью импульсов менее 2 нс [5]. Мощность оптического импульса определяется энергией, запасенной в конденсаторе C_1 .

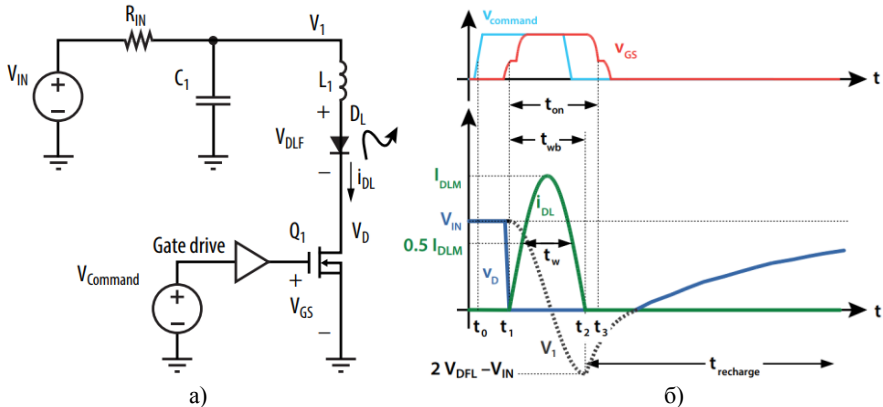


Рис. 7. а) Эквивалентная схема драйвера лазерного диода.

б) Временные диаграммы токов и напряжений драйвера.

Fig. 7. а) Equivalent circuit of the laser diode driver.

б) Timing diagrams of driver currents and voltages

Проведем расчет основных параметров эквивалентной схемы. Предположим, что Q_1 — идеальный ключ, D_L — идеальный лазерный диод с фиксированным падением напряжения V_{DLF} . В выключенном состоянии ток i_{DL} через Q_1 равен нулю. Считаем, что конденсатор C_1 заряжен, тогда напряжение на нем $V_1 = V_{IN}$.

В момент времени $t = t_0$ сигнал управляющего импульса $V_{Command}$ подается на драйвер транзистора ($Gate\ drive$), который полностью открывает Q_1 (V_{GS} — напряжение на затворе). В момент времени $t = t_1$ начинается процесс разряда конденсатора C_1 через диод D_L и индуктивность L_1 . Элементы $L_1 C_1$ образуют колебательный контур, поэтому величины i_{DL} и V_{C1} изменяются по гармоническому закону. В момент времени $t = t_2$ ток i_{DL} через диод равен нулю, при этом $V_{C1} = 2V_{DLF} - V_{IN}$ и D_L предотвращает протекание обратного тока. Далее происходит процесс перезаряда C_1 через R_{IN} , который занимает время $\tau_{chrg} = R_{IN}C_1$. Отключение Q_1 осуществляют в момент времени $t = t_3$, т. е. до того, как V_1 станет снова положительным (во избежание повторного излучения).

Важной характеристикой является резонансный период

$$t_{res} = 2\pi\sqrt{(L_1 C_1)}. \quad (1)$$

Как правило $\tau_{chrg} \gg t_{res}$, поэтому считаем, что источник V_{IN} не оказывает влияние на контур $L_1 C_1$. Поскольку емкость C_1 заранее известна, измерение t_{res} позволяет найти суммарную паразитную индуктивность контура, что в конечном итоге полезно при оценке КПД устройства.

Пиковый ток I_{DLpk} , протекающий через ЛД:

$$I_{DLpk} = \frac{V_{IN} - V_{DLF}}{R_0} \quad (2)$$

где $R_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$. Поскольку $t_w = t_{res}/3$ (рис. 7б) и учитывая (2), получим:

$$V_{IN} = \frac{2\pi L_1}{3t_w} I_{DLpk} + V_{DLF} \quad (3)$$

Из формулы (3) видно, что при фиксированном входном напряжении с ростом паразитной индуктивности L_1 , пиковый ток через ДЛ будет обратно пропорционально падать. Таким образом, для поддержания заданного тока в ЛД необходимо увеличивать V_{IN} с ростом L .

Результаты моделирования драйвера ЛД в программе *LTspice* представлены на рис. 8. Основные отличия от схемы на рис. 7а заключаются в следующем. Дополнительно введен токоизмерительный резистор R_{shunt} для оценки максимального тока, протекающего через ЛД и ширины импульса t_{res} . Поскольку вклад в общую индуктивность вносит не только ЛД (L_5 , L_6 — индуктивности выводов), дополнительно введены L_4 , L_5 — индуктивности R_{shunt} и транзистора U_1 . Стоит также отметить, что топология реальной печатной платы также дает свой вклад в суммарную индуктивность и может быть измерена экспериментальным путем.

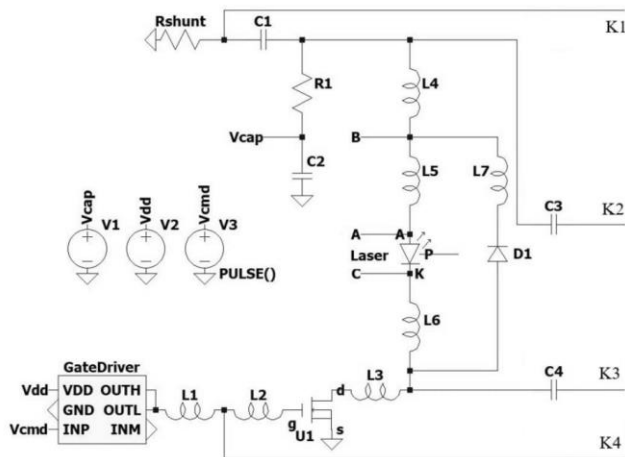


Рис. 8. Модель драйвера ЛД в программе *LTspice*.

Fig. 8. LD driver model in *LTspice* program

Драйвер ключевого транзистора используется для увеличения крутизны фронтов управляющего импульса и служит буферным каскадом между генератором и затвором *GaN* транзистора.

Как видно из графика на рис. 7б, в момент, когда ток достигает максимума, напряжение на диоде меняет знак и растет до значения $2V_{DLF} - V_{IN}$, что может привести выходу из строя лазерного диода. Для защиты от этого эффекта введен диод D_1 , который также имеет индуктивность выводов L_7 [13]. Однако стоит отметить, что наличие диода необязательно — требуется экспериментальная проверка для каждой модели ЛД. Численные значения индуктивностей взяты из технической документации на компоненты.

Контрольные точки К1—К4 служат для измерений напряжений на затворе (К4), стоке ключевого транзистора (К3), конденсаторе C_1 (К2) и токоизмерительном резисторе R_{shunt} (К1). C_3 , C_4 — развязывающие (по постоянному току).

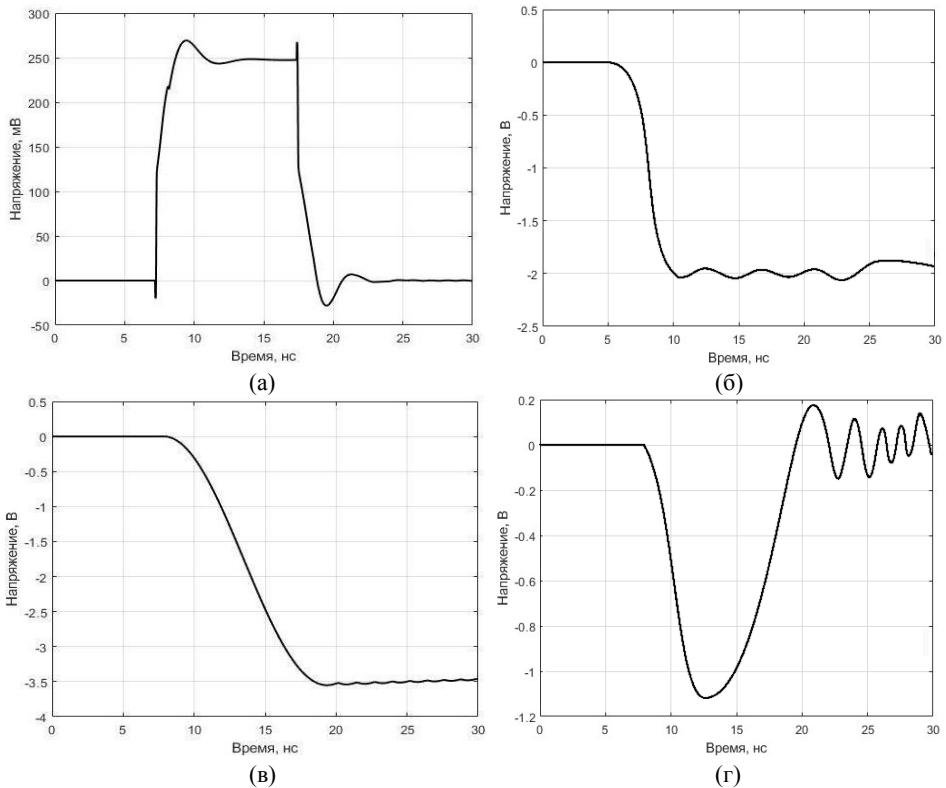


Рис. 9. Временные диаграммы напряжений в контрольных точках: К4(а), К3(б), К2(в), К1(г). Коэффициент деления на графиках (а-в) равен 20, на графике (г) ток вычисляется как $I = 10|U|$.

Fig. 9. Time diagrams of voltages at control points: К4(а), К3(б), К2(в), К1(г). The division coefficient in graphs (a-c) is equal to 20, in graph (d) the current is calculated as $I = 10|U|$

На рис. 9 представлены результаты моделирования временных диаграмм напряжений в контрольных точках К1—К4 для модели лазера *SPL-PL90_3* при $V_{cap} = 45$ В шириной управляющего импульса 8,6 нс. Графики на рис. 9а-в приведены с коэффициентом деления 20, т. е. $U_{real} = U \times 20$. Сопротивление $R_{shunt} = 0,1$ Ом, поэтому ток вычисляется как $I = |U| / R_{shunt} = 10|U|$.

Как видно из графика на рис. 9а, пиковый ток, протекающий через ЛД достигает значения порядка $I_{DLPk} \approx 1.1 \times 10 = 11$ А.

3. Экспериментальные измерения

На основе полученных результатов моделирования был разработан и изготовлен драйвер, фотография которого представлена на рис. 10а. Измерения, результаты которых приведены ниже, проводились на плате с тремя лазерными диодами, представленными на рис. 2, GaN транзистором *EPC2016* и драйвером затвора *UCC27611*.

Фотография измерительной установки представлена на рис. 10б. Генератором управляющих импульсов служил разработанный генератор на основе *Tang Nano 9K* с ПЛИС. В качестве измерителя временных диаграмм напряжений был использован осциллограф *Tektronix TDS 744A*. Соединение устройств осуществлялось при помощи 50-омных коаксиальных кабелей с учетом согласования волновых сопротивлений во избежание эффекта отражения от несогласованной нагрузки. Ширина управляющих импульсов — 8.6 нс, частота следования — 20 кГц. Питательное напряжение платы — 12 В.

Измерение параметров платы и диодов проводилось в два этапа. Сначала на посадочное место ЛД устанавливалась перемычка (короткое замыкание) и измерялась ширина импульса на R_{shunt} (К1), затем по формуле (3) вычислялась суммарная паразитная индуктивность R_{shunt} , C_1 , U_1 (рис. 8) и топологии печатной платы. Расчетное значение L_{drv} составило величину порядка 1,4 нГн.

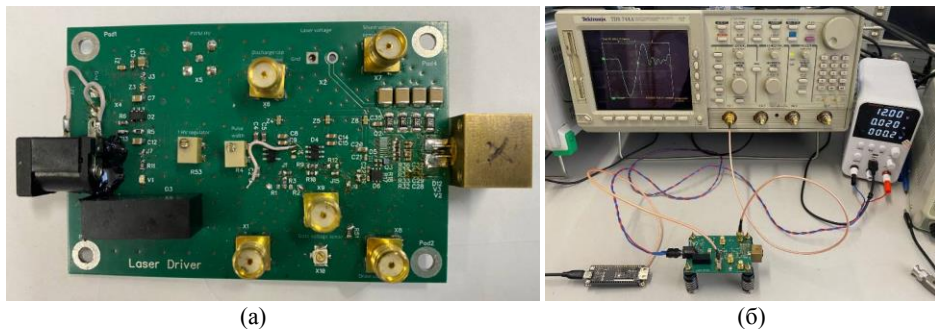


Рис. 10. (а) Изготовленная плата драйвера ЛД.
(б) Установка для измерений параметров драйвера.

Fig. 10. (a) Manufactured LD driver board.
(б) Setup for measuring driver parameters

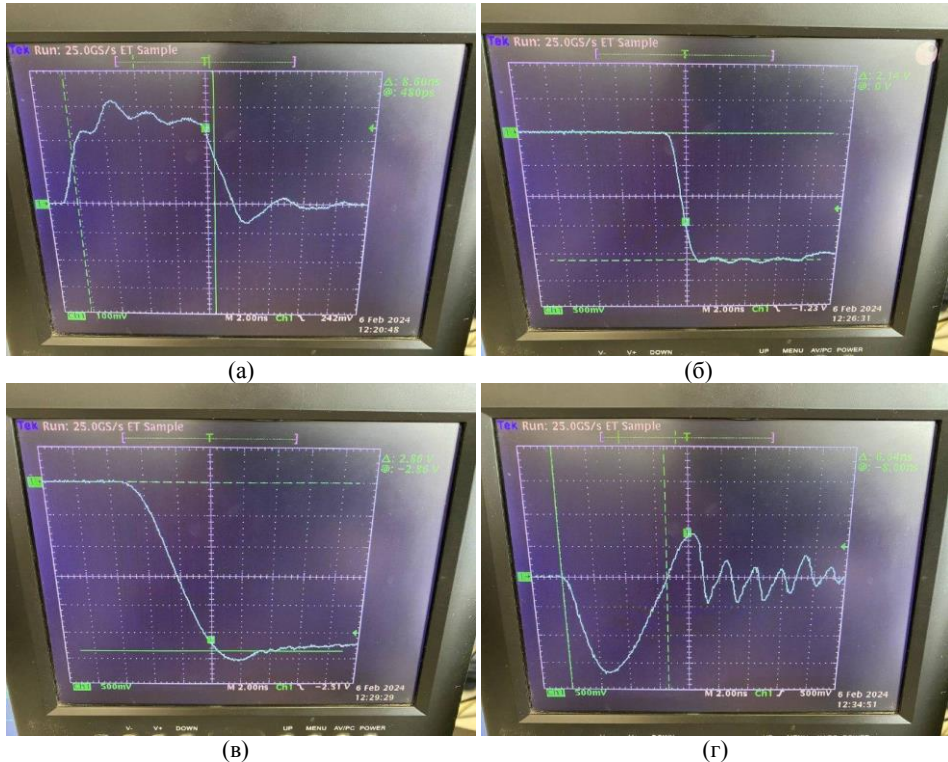


Рис. 11. Осциллограммы напряжений в контрольных точках: K4(а), K3(б), K2(в), K1(г), с установленным диодом SPL PL90_3.

Fig. 11. Voltage oscillograms at control points: K4(a), K3(b), K2(c), K1(d), with installed diode SPL PL90_3

На следующем этапе были проведены аналогичные измерения с установленными диодами *SPL PL90_3*, *SPL-UL90AT03* и *TPGAD1S09H*. Фотографии осциллограмм с *SPL PL90_3* представлены на рис. 11.

По результатам проведенных измерений вычислялась суммарная индуктивность $L_{summ} = L_{drv} + L_D$, откуда легко найти значения паразитных индуктивностей $L_D = L_{summ} - 1,4$ нГн. Для *SPL PL90_3*, *SPL-UL90AT03* и *TPGAD1S09H* вычисленные значения составили 3,7 нГн, 3,1 нГн и 0,6 нГн соответственно. Таким образом, лазерный диод *TPGAD1S09H* обладает меньшей индуктивностью, что объясняется тем, что он имеет SMD-корпус.

На рис. 12 представлено сравнение результатов моделирования и экспериментальных данных. Небольшое отличие заключается в том, что на этапе моделирования значение индуктивности реальных элементов и топологии с большой точностью неизвестны, поэтому закладываются мак-

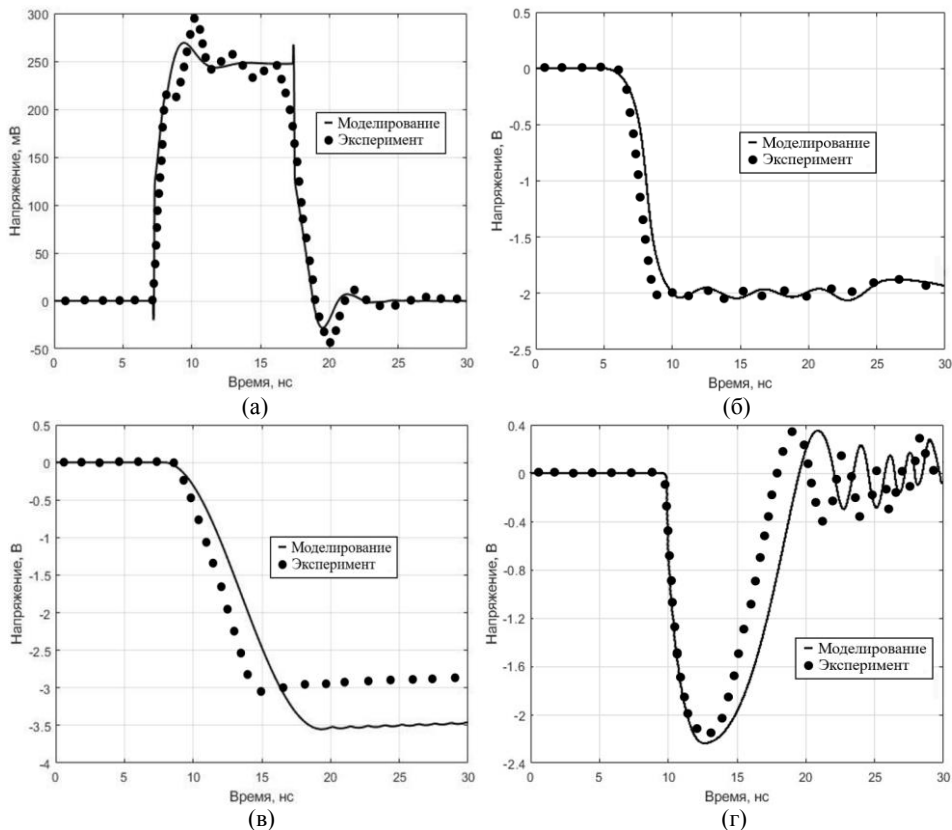


Рис. 12. Сравнение полученных экспериментальных данных с результатами моделирования. Временные диаграммы напряжений в контрольных точках K4(а); K3(б); K2(в); K1(г) с установленным диодом SPL PL90_3.

Fig. 12. Comparison of the obtained experimental data with the simulation results. Time diagrams of voltages at control points K4(a); K3(б); K2(в); K1(r) with installed diode SPL PL90_3

симальными. Это приводит к снижению резонансной частоты LC -контура. Измеренные временные диаграммы (точки на рис. 12) имеют меньшее время нарастания/убывания, что соответствует меньшим значениям L .

4. Заключение

В результате проведенной работы разработан драйвер ЛД для TOF -лидаров. Представленная модель учитывает паразитную индуктивность ЛД, GaN ключа и топологии печатной платы. По результатам моделирования изготовлен действующий макет драйвера и произведено измерение ключевых характеристик работы ЛД с длиной волны 905 нм (SPL PL90_3,

SPL-UL90AT03 и *TPGAD1S09H*), рассчитаны их паразитные индуктивности. Для управления драйвером разработан генератор управляющих импульсов на основе ПЛИС, позволяющий формировать сигналы наносекундной длительности с шагом перестройки 1,25 нс. Сравнение результатов моделирования и измерений действующего макета показало хорошее соответствие, что дает возможность дальнейшего развития темы исследования и применения использованных методик для полученных новых практических результатов по разработке и систем для автопилотирования и помощи водителю, беспилотных летательных аппаратов, 3D картографирования местности и т. д.

Список литературы

1. McManamon P. F. Field guide to Lidar. SPIE Press, 2015. 151 p.
2. Finogeev D. et al. Development of a 100 ps TDC based on a Kintex 7 FPGA for the high granular neutron time-of-flight detector for the BM@N experiment // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment. 2024. Vol. 1059. Art. 168952.
3. Liu J., Jin W., Que K. Polarised full-waveform warning LIDAR with dust backscattering suppression // Optics and Lasers in Engineering. 2023. Vol. 168. Art. 107658.
4. Zhu M. et al. Tapped delay line for compact time-to-digital converter on UltraScale FPGA and its coding method // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment. 2023. Vol. 1056. Art. 168639.
5. Glaser J. S. FETs for Lidar – Getting the Most Out of the EPC 9126 Laser Driver eGaN FETs for Lidar – Getting the Most Out of the EPC 9126 Laser Driver EFFICIENT POWER CONVERSION. 2019. 11 p.
6. Morgott S. Range Finding Using Pulse Lasers. Regensburg, Germany, Osram Opto Semiconductors, 2004. 7 p.
7. Hovanessian S. A. Radar System Design and Analysis. Norwood : Artech House. 1984. 386 p.
8. Andersson M., Kjornberg J. Design of Lidar-system. Lund: Lund University, 2014. 126 p.
9. Donati S. et al. Analysis of timing errors in time-of-flight LiDAR using APDs and SPADs receivers // IEEE Journal of Quantum Electronics. 2020. Vol. 57, no. 1. P. 1–8.
10. Zhang B. et al. Comparison of timing discrimination method for pulse-based Lidar // Infrared Physics & Technology. 2024. Art. 105255.
11. Glaser J. How GaN Power Transistors Drive High-Performance Lidar: Generating ultrafast pulsed power with GaN FETs // IEEE Power Electronics Magazine. 2017. Vol. 4, P. 25–35.
12. Lidow A. et al. GaN transistors for efficient power conversion. John Wiley & Sons, 2019. 250 p.
13. Laser Diode Drive Circuit Design Method and Spice Model / ROHM Semiconductors Corp., 2016. 8 p.

Информация об авторах

Черепанов Владимир Владимирович, кандидат физико-математических наук, ассистент, физический факультет, Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Букин Сергей Павлович, магистр, физический факультет, Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Горбачев Никита Васильевич, магистр, физический факультет, Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Клещенков Анатолий Борисович, кандидат физико-математических наук, доцент, физический факультет, Южный федеральный университет, директор ООО «НПО Смартсенс», г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Крутиев Сергей Владимирович, кандидат физико-математических наук, доцент, физический факультет, Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Мошиченко Сергей Дмитриевич, магистр, Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

.

Development of a Laser Diode Driver for a Time-of-Flight Rangefinder

V. V. Cherepanov^{1,2}, S. P. Bukin^{1,2}, N. V. Gorbachev¹,
A. B. Kleshchenkov^{1,2}, S. V. Krutiev^{1,2}, and S. D. Moshichenko^{1,2}

¹ Southern Federal University

5, Sorge st., Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation

² SMARTSENS LLC

75A, off. 5, Nekrasovskaya st., Rostov-on-Don, 344041, Russian Federation

skrutiev@sfedu.ru

Received: May 29, 2024

Peer-reviewed: June 20, 2024

Accepted: June 20, 2024

Abstract: Laser distance meters based on the time-of-flight method (TOF lidars) are widely used both for constructing spatial scenes of the surrounding space and for point measurements in industrial automation, robotics, unmanned vehicles and other areas. To ensure high scanning speed, measurement range and accuracy, the formation of ultrashort light pulses with optical power reaching several tens of watts is required. This problem is solved using near-infrared semiconductor laser diodes (LDs), controlled by specialized drivers. Their main task is to ensure long-term operation of LDs in peak pulse current mode up to several tens of amperes. With such currents in the pulse, it is necessary to take into account the inductive component of the elements. In this work, modeling was carried out and a prototype of a resonant driver was made, which makes it possible to generate current pulses of nanosecond duration for an LD. The model takes into account the parasitic inductance of the terminals of the elements and the topology of the printed circuit board. The results of calculating the main timing diagrams of driver voltages and currents are presented. To control the driver, a control pulse generator based on a programmable integrated logic circuit has been developed, which allows generating nanosecond signals with a tuning step of 1.25 ns. Using the manufactured driver, experimental measurements of voltage time diagrams were carried out with installed LDs with a wavelength of 905 nm (SPL PL90_3, SPL-UL90AT03 and TPGAD1S09H). The parasitic inductances of the LD and the printed circuit board topology are calculated. A comparison of the simulation results with experimental data confirmed the adequacy of the presented model.

Keywords: TOF lidar, laser diode, parasitic inductance, optical power, control pulses, optical range.

For citation (IEEE): V. V. Cherepanov, S. P. Bukin, N. V. Gorbachev, et al. “Development of a Laser Diode Driver for a Time-of-Flight Rangefinder,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 752–768, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.4.46. (In Russ.).

References

- [1] P. F. McManamon, *Field guide to Lidar*. SPIE Press, 2015, doi: 10.1117/3.2186106.
- [2] D. Finogeev, et al., “Development of a 100 ps TDC based on a Kintex 7 FPGA for the high granular neutron time-of-flight detector for the BM@N experiment,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, vol. 1059, art. 168952, 2024, doi: 10.1117/3.2186106.
- [3] J. Liu, W. Jin, and K. Que, “Polarised full-waveform warning LIDAR with dust backscattering suppression,” *Optics and Lasers in Engineering*, vol. 168, art. 107658, 2023, doi: 10.1016/j.optlaseng.2023.107658.
- [4] M. Zhu, et al., “Tapped delay line for compact time-to-digital converter on UltraScale FPGA and its coding method,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, vol. 1056, art. 168639, 2023.
- [5] J. S. Glaser, “FETs for Lidar – Getting the Most Out of the EPC 9126 Laser Driver eGaN FETs for Lidar – Getting the Most Out of the EPC 9126 Laser Driver EFFICIENT POWER CONVERSION,” 2019.
- [6] S. Morgott, *Range Finding Using Pulse Lasers*, Regensburg, Germany, Osram Opto Semiconductors, 2004.
- [7] S. A. Hovanesian, *Radar System Design and Analysis*, Norwood: Artech House, 1984.
- [8] M. Andersson and J. Kjornberg, *Design of Lidar-system*, Lund: Lund University, 2014.
- [9] S. Donati, et al., Analysis of timing errors in time-of-flight LiDAR using APDs and SPADs receivers,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 1–8, 2020, doi: 10.1109/JQE.2020.3043090.
- [10] B. Zhang, et al., “Comparison of timing discrimination method for pulse-based Lidar,” *Infrared Physics & Technology*, art. 105255, 2024, doi: 10.1016/j.infrared.2024.105255.
- [11] J. Glaser, “How GaN Power Transistors Drive High-Performance Lidar: Generating ultrafast pulsed power with GaN FETs,” *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 4, pp. 25–35, 2017, doi: 10.1109/MPEL.2016.2643099.
- [12] A. Lidow, et al., *GaN transistors for efficient power conversion*, John Wiley & Sons, 2019.
- [13] Laser Diode Drive Circuit Design Method and Spice Model, ROHM Semiconductors Corp., 2016.

Information about the authors

Vladimir V. Cherepanov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, assistant, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Sergey P. Bukin, master’s degree, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Nikita V. Gorbachev, master’s degree, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Anatoly B. Kleshchenkov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Faculty of Physics, Southern Federal University, Director of Smartsens LLC, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Sergey V. Krutiev, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Sergey D. Moshichenko, master’s degree, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

УДК 621.396.677

Антенны космических аппаратов (обзор)

^{1,2} Овчинникова Е. В., ¹ Гаджиев Э. В., ³ Фам Ван Винь,

¹ Сургаева Е. О., ¹ Кондратьева С. Г., ¹ Шмачилин П. А.

¹ Московский авиационный институт (национальный исследовательский ун-т) «МАИ»
Волоколамское шоссе, д. 4, Москва, 125993, Российская Федерация

² Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана
2-я Бауманская улица, д. 5, Москва, 105005, Российская Федерация

³ Вьетнамский государственный технический университет им. Ле Куи Дона
ул. 236 Хоанг Куок Вьет, Ханой, Вьетнам
oea8888@gmail.com

Получено: 22 мая 2024 г.

Отрецензировано: 20 июня 2024 г.

Принято к публикации: 20 июня 2024 г.

Аннотация: В обзоре приводится обзор работ, посвященных исследованию проблем создания многофункциональных антенных систем космических аппаратов (КА). Систематизированы работы по построению совмещенных, многофункциональных и интегрированных антенных решеток наземных систем и бортовых радиоэлектронных комплексов, применяемых в авиации. Приведено описание и назначение бортовых навигационных и телекоммуникационных систем КА, а также обозначены требования, предъявляемые к антеннам. Рассмотрены проблемы, возникающие при разработке совмещенных антенных систем на борту КА.

Ключевые слова: совмещенные антенные решетки, многофункциональные антенные решетки, интегрированные антенные решетки.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Антенны космических аппаратов (обзор) / Е. В. Овчинникова и др. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 769—779.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Антенны космических аппаратов (обзор) / Е. В. Овчинникова, Э. В. Гаджиев, Фам Ван Винь и др. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2024. — Т. 7, № 4. — С. 769—779.

1. Введение

Современные космические комплексы решают ряд важнейших задач, связанных с мониторингом поверхности Земли. Кроме дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) на борту космического аппарата (КА) раз-

мешаются телекоммуникационные и навигационные радиосистемы. В связи с этим возникают проблемы, связанные с оптимизацией размещения антенн. Поэтому актуальной задачей является построение многофункциональных антенн, обеспечивающих работу нескольких радиосистем. Аналогичная задача уже решалась для наземных мобильных систем и бортовых многофункциональных комплексов [1—5]. Однако специфика работы антенн в космосе, а также ограничения, возникающие при размещении на поверхности КА, не позволяет использовать ряд имеющихся технических решений. Функциональные и эксплуатационные требования, предъявляемые к антеннам, устанавливаемым на борту КА, определяют основные конструктивные характеристики. Комплексирование таких систем представляет также определенные сложности. Конфигурации, технологии изготовления, материалы и многие другие факторы для спутниковых антенн зависят от назначения космического аппарата, его габаритов, орбиты, радиосистемы, в которой она применяется.

2. Теория

В целях обеспечения многофункциональной работы бортовой аппаратуры, на поверхности КА размещается значительное число антенн, и у каждой из них есть требуемый сектор покрытия определенной зоны пространства. В этом случае целесообразно проводить модернизацию антенн с целью достижения малых размеров, полного сферического покрытия, минимизации потерь и высокой надежности. Если скорость передачи информации невысока, как, например, в телеметрических системах, то можно использовать сравнительно узкополосные антенны. Для микроспутников и миниспутников антенны часто реализуются в микрополосковом исполнении. В [6] рассмотрена многополосная антенна круговой поляризации с переключением рабочих режимов одной полосы в L -диапазоне для навигации и двух полос в S -диапазоне для ТКС. Антенна имеет составную структуру — две печатные платы, разделенные воздушной прослойкой. Верхняя печатная плата выполнена на высокочастотном материале с $\epsilon = 2,2$ и $\tan(\delta) = 0,0009$, нижняя — на стеклотекстолите. Верхняя печатная плата содержит излучающие структуры для S - и L -диапазонов, расположенные на ее противоположных слоях. Излучатель L -диапазона представляет собой кольцевой патч. Для согласования двух полос в S -диапазоне используется кольцо-патч с пилообразной внешней стороной (внутренний периметр возбуждается в верхней рабочей полосе, внешний — в нижней). На нижней плате вытравлены возбуждающие микрополосковые линии с делителем Уилкинсона и широкополосным фазовращателем. На заземля-

ющем слое печатной платы располагаются щели: две ортогональные Т-образные для L -диапазона и кольцевая для S -диапазона. Использование четырех p - i - n -диодов позволяет переключаться между парами запитывающих полосков для возбуждения щелей, благодаря чему происходит выбор рабочего режима. Для подтверждения результатов моделирования описанной в статье антенны авторы приводят графики экспериментально измеренных КСВн, КЭ, КУ. Согласно им, антенна имеет хорошее согласование с коэффициентом перекрытия по частоте 1,64, стабильный коэффициент эллиптичности около 1 дБ в L -диапазоне и 3 дБ в S -диапазоне. Фотография антенны показана на рис. 1. В работе [7] предложена двухдиапазонная печатная антенна с круговой поляризацией (рис. 2). Она предназначена для связи с наземной станцией на двух разных рабочих частотах — 1,57 ГГц (L -диапазон) и 2,2 ГГц (S -диапазон).

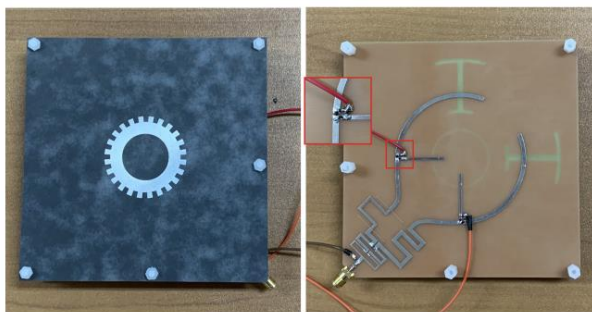


Рис. 1. Совмещенная антенна для телекоммуникационной и навигационной систем.

Fig. 1. Combined antenna for telecommunication and navigation systems

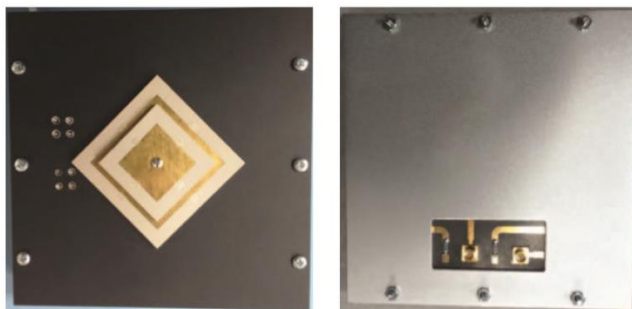


Рис. 2. Фотография двухдиапазонной печатной антенны.

Fig. 2. Photo of a dual-band printed antenna

Антенна представляет собой многоуровневую конструкцию — на верхнем уровне расположен патч, согласованный в нижнем рабочем диапазоне и служащий для приема сигналов от спутников GPS; посередине

расположен патч с рабочей полосой в S -диапазоне, который используется для ТКС; нижним уровнем является экран. Основная идея заключается в использовании 3 дБ гибридных ответвителей для подведения питания к антеннам нижнего и верхнего диапазонов, что позволяет совместить антенны в единый конструктив. Это важно, поскольку уменьшает количество антенн на спутнике и, следовательно, уменьшает взаимовлияние между антеннами и другими электронными компонентами. Также это позволяет освободить достаточно места для установки солнечных батарей. На рис. 3 показаны характеристики антенны.

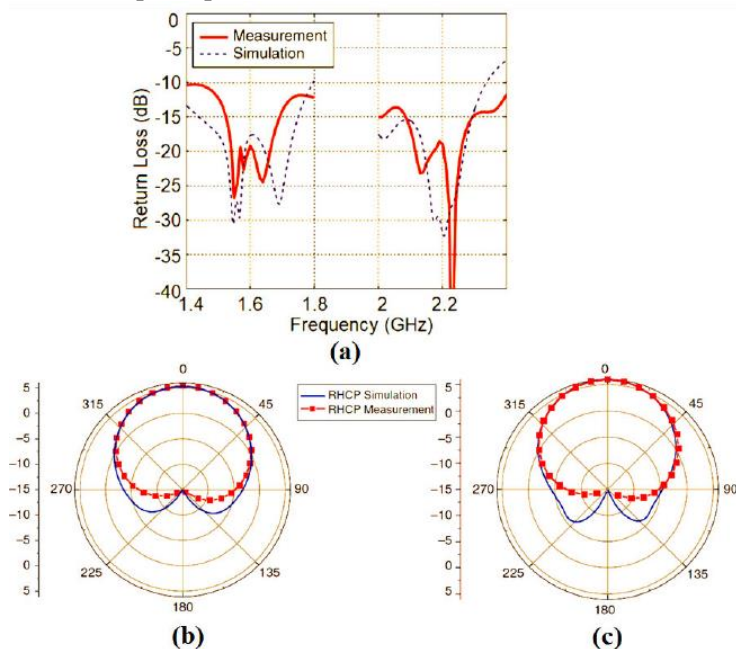


Рис. 3. Характеристики двухдиапазонной печатной антенны.

Fig. 3. Characteristics of dual-band printed antenna

Графики измеренной и промоделированной диаграммы направленности представлены на рис. 3 (б) и (в) для частот 1,57 ГГц и 2,2 ГГц соответственно. Измеренный коэффициент усиления составил 6 дБи для верхней рабочей полосы и 5,4 дБи для нижней. На рис. 3 (а) показан измеренный и промоделированный коэффициент отражения. На частоте 1,57 ГГц измеренный коэффициент отражения равен -27 дБ при ширине полосы 9,55 %, на частоте 2,2 ГГц — минус 40 дБ при ширине полосы 9,66 %.

В литературе приводятся конструкции антенн КА для навигационных, радиолокационных и телекоммуникационных систем. Показана воз-

возможность совмещения функций различных радиосистем в одной антенне. Из проведенного анализа работ следует, что совмещение легко реализуется в низкопрофильных антеннах, большую часть из которых составляют печатные антенны, выполненные из материалов, обеспечивающих работу на борту КА. Значительное внимание уделено работам, в которых рассматриваются методы расширения полосы пропускания печатных антенн. Одним из решений этой проблемы является размещение щелей вблизи точек питания для достижения хорошего согласования. В настоящее время имеется потребность в конструкциях широкополосных печатных антенн для небольших спутников, применяемых для загрузки большого количества данных на высокой скорости. В работах [8] и [9] приведены конструкции F - и C -образных печатных антенн (рис. 3 и рис. 4 соответственно), которые разрабатывались для связи с наземной станцией.

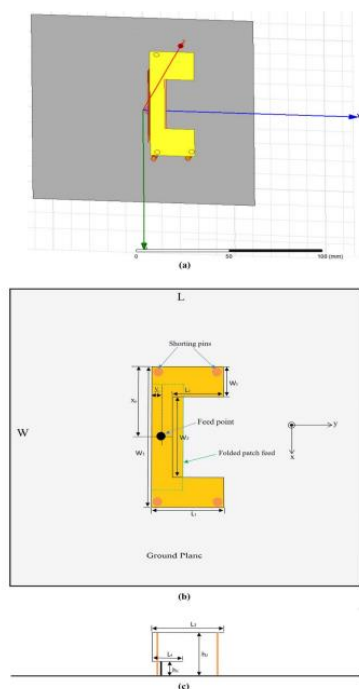


Рис. 3. C -образная печатная антенна.
Fig. 3. C -shaped printed antenna

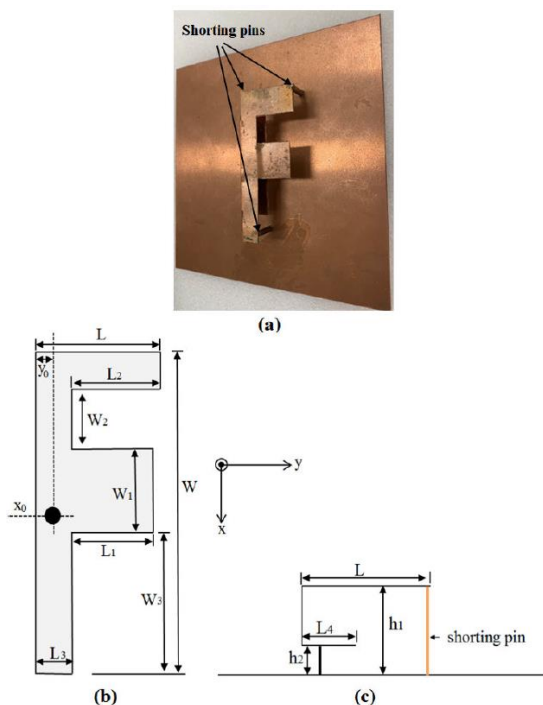


Рис. 4. F -образная печатная антенна.
Fig. 4. F -shaped printed antenna

В [10] представлены две отражательные антенные решетки с высоким КУ. Первая представляет собой отражательную антенную решетку рис. 5а, интегрированную в солнечную панель (*ISARA*), с рабочей частотой

26 ГГц (*K/Ka*-диапазон). Она состоит из трех отражающих антенных решеток размером $33,9 \times 8,26$ см. Вторая отражательная антенная решетка (*MarCO*) изображена на рис. 5 (б) и является антенной для ТКС с рабочей частотой 8,425 ГГц (*X*-диапазон). Она также имеет в своем составе три антенные решетки с размерами $33,3 \times 19,9$ см и служит для ретрансляции сигналов управления между наземной станцией и другими спутниками. Обе предложенные антенны обладают высоким коэффициентом усиления при чрезвычайно малом занимаемом объеме в сложенном состоянии. Измеренный коэффициент усиления *ISARA* составляет около 33 дБи на частоте 26 ГГц при рабочей полосе 0,38 %. В тоже время *MarCO* имеет измеренный КУ порядка 28 дБи на частоте 8,425 ГГц и полосу согласования 1,19 %. Диаграммы направленности предложенных отражательных антенных решеток представлены на рис. 5.

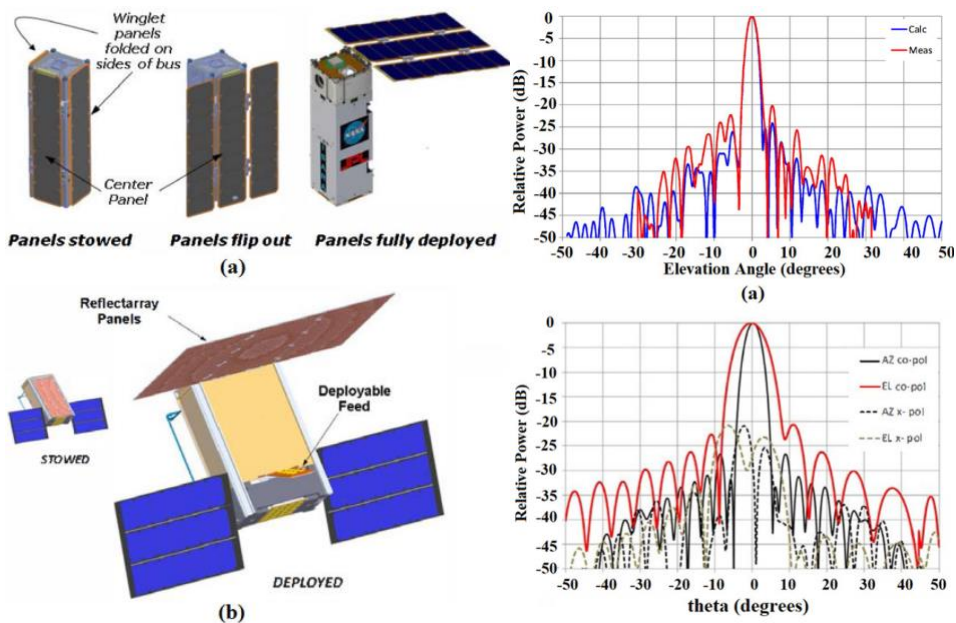


Рис. 5. Отражательная антенная решетка: а — общий вид антенной решетки *Ka*-диапазона и диаграммы направленности, б — общий вид антенной решетки *X*-диапазона и диаграммы направленности.

Fig. 5. Reflective antenna array: a – general view of the *Ka*-band antenna array and radiation pattern, b – general view of the *X*-band antenna array and radiation pattern

Щелевые антенны, как и печатные, обладают компактностью, простотой конструкции и могут быть легко реализованы на производстве. Среди конструкций щелевых антенн имеются антенны, обладающие высо-

ким коэффициентом усиления и широкой полосой пропускания по уровню -10 дБ порядка 30,2 %. Однако такие антенны имеют большие габариты.

Дипольные антенны часто устанавливаются на спутниках. Это обусловлено их простотой и легкостью установки. Дипольные антенны могут работать в широком диапазоне частот, что делает их универсальными, а также являются всенаправленными, что позволяет им обеспечивать равномерное покрытие. К недостаткам диполей можно отнести ограниченный коэффициент усиления и чувствительность к помехам. В таблице 1 представлены основные характеристики дипольных антенн космических аппаратов.

Таблица 1. Основные характеристики дипольных антенн космических аппаратов.

Table 1. Main characteristics of spacecraft dipole antennas

Размер (х), мм	Рабочая частота (ГГц)	Ширина полосы (%)	КУ (дБи)	Коэфф. отражения	Развертываемость	Поляризация	Назначение
66×66	2,5 (S)	4,8	5,03	-27,35	—	ЛП	ТКС
45×45	2,45 (S)	33,46	3,49	-27	—	КП	ТКС

Спиральные антенны широко используются в системах спутниковой связи благодаря круговой поляризации и широкой полосе пропускания. Простейшая спиральная антенна представляет собой проводник, намотанный в виде спирали. Как правило, антенна этого типа питается через коаксиальный переход и располагается над экраном. Характеристиками спирального излучения можно управлять, изменяя геометрические параметры антенны или варьируя количество проводников. Наряду со спиральными антеннами для расширения рабочей полосы используют антенны с *QNA* структурой, или квадрофилярные антенны, которые состоят из двух рамок, повернутых одна относительно другой на 90° по фазе. Конструкция обеспечивает круговую поляризацию и расширение полосы пропускания. Основным недостатком квадрофилярной спиральной антенны является ее большой профиль.

3. Заключение

В статье рассмотрены антенны, работающие в *S* и *X*-диапазонах, *Ku*- и *Ka*-диапазонах, применяемые в телекоммуникационных системах, системах межспутниковой связи, высокоскоростных системах передачи данных. Показано, что печатные, щелевые, спиральные, монополярные и дипольные антенны с низким или средним усилением являются наиболее популярными решениями для телекоммуникационных систем и межспутниковой связи. Для работы с высокоскоростными каналами передачи данных используются рупорные, метаповерхностные и рефлекторные антен-

ны. Перспективным направлением развития антенных систем для высокоскоростной передачи данных является разработка антенных решеток. Также было отмечено, что основными проблемами при разработке бортовых антенн КА являются невысокий КУ, узкая полоса пропускания, ограниченность пространства, отведенного для антенной системы, крупные габариты самой антенны, а также условия эксплуатации. Одним из способов преодоления отмеченных проблем является построение многофункциональных интегрированных или совмещенных антенных решеток.

Список литературы

1. Вапнэ Т. М. Антенны с электрическим сканированием луча для многофункциональных РЛС (зарубежные разработки). Обзоры по электронной технике. Серия 1. Электроника СВЧ. М. : ЦНИИ «Электроника», 1982. № 5. 47 с.
2. Котов Ю. В. Широкополосные волноводные антенные решетки интегрированных радиоэлектронных комплексов : дис. ... д-ра техн. наук : 05.12.07 Москва, 2004. 359 с.
3. Воскресенский Д. И., Гуськов Ю. Н., Емельченков Ф. И., Овчинникова Е. В. Многофункциональная бортовая активная фазированная антенная решетка для РЛС. В сб. : Труды всероссийской научно-технической конференции «Информационные и телекоммуникационные технологии» (г. Сочи, 19—26 сентября 2004 г.).
4. Воскресенский Д. И., Котов Ю. В., Харланов Ю. Я., Овчинникова Е. В. Многофункциональные полотна антенных решеток // Антенны. 2006. № 9 (112). С. 5—23.
5. Овчинникова Е. В., Кондратьева С. Г. Многофункциональная бортовая антенная решетка интегрированного радиоэлектронного комплекса. В сб. : Труды 8-й Молодежной научно-технической конференции «Радиолокация и связь — перспективные технологии», 21—22 октября 2011 г.
6. Sun M., Zhang Z., Zhan F., Chen A. An S-Band Micro-Strip Patch Array Antenna for Nano-Satellite Applications // L/S Multiband Frequency-Reconfigurable Antenna for Satellite Applications. 2019. № 18. P. 2617–2621.
7. Yao Y., Liao S., Wang J., Xue K. et al. A new patch antenna designed for CubeSat : Dual feed, LS dual-band stacked, and circularly polarized // IEEE Antennas Propag. 2016. Vol. 58, no. 3. P. 16–21.
8. Tubal F., Raad R., Mohamed R., Suhila A. A Wideband C-shaped Patch Antenna for LibyaSat-1. In : 11th International Conference on Telecommunication Systems Services and Applications (TSSA). 2017. P. 1–4.
9. Abulgasem S., Tubbal F., Raad R. et al. A wideband metal-only patch antenna for CubeSat // Electronics. 2020. No. 1. P. 1–13.
10. Hodges R. E., Hoppe D. J., Radway M. J., Chahat N. E. Novel deployable reflectarray antennas for CubeSat communications. In : IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2015). 2015. P. 1–4.

Информация об авторах

Овчинникова Елена Викторовна, доктор технических наук, доцент, институт № 4 «Радиоэлектроника, инфокоммуникации и информационная безопасность», Московский авиационный институт; кафедра «Радиоэлектроника и лазерная техника», Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация.

Гаджиев Эльчин Вахидович, кандидат технических наук, доцент, институт № 4 «Радиоэлектроника, инфокоммуникации и информационная безопасность», Московский авиационный институт, г. Москва, Российская Федерация.

Фам Ван Винь, кандидат технических наук, кафедра «Радиоэлектроника», ГТУ им Ле Куи Дона, Ханой, Вьетнам.

Сургаева Екатерина Олеговна, аспирант каф. 406, Институт № 4 «Радиоэлектроника, инфокоммуникации и информационная безопасность», Московский авиационный институт, г. Москва, Российская Федерация.

Кондратьева Светлана Геннадьевна, кандидат технических наук, доцент, институт № 4 «Радиоэлектроника, инфокоммуникации и информационная безопасность», Московский авиационный институт, г. Москва, Российская Федерация.

Шмачилин Павел Александрович, кандидат технических наук, доцент, институт № 4 «Радиоэлектроника, инфокоммуникации и информационная безопасность», Московский авиационный институт, г. Москва, Российская Федерация.

Spacecraft Antennas (review)

E. V. Ovchinnikova^{1,2}, E. V. Gadzhiev¹, Pham Van Vinh³,
E. O. Surgaeva¹, S. G. Kondratyeva¹, and P. A. Shmachilin¹

¹Moscow Aviation Institute (national research university) "MAI"
Volokolamskoye Shosse, 4, Moscow, 125993, Russian Federation

²Moscow State Technical University n. a. N. E. Bauman
5, 2-ya Baumanskaya st., Moscow, 105005, Russian Federation

³Vietnam State Technical University n. a. Le Quy Don
st. 236 Hoang Quoc Viet, Hanoi, Vietnam
oea8888@gmail.com

Received: May 22, 2024

Peer-reviewed: June 20, 2024

Accepted: June 20, 2024

Abstract: The review provides an overview of works devoted to the study of the problems of creating multifunctional antenna systems for spacecraft (SC). The work on the construction of combined, multifunctional and integrated antenna arrays of ground systems and on-board radio-electronic complexes used in aviation has been systematized. A description and purpose of onboard navigation and telecommunication systems of the spacecraft is given, and the requirements for antennas are also indicated. The problems that arise during the development of combined antenna systems on board a spacecraft are considered.

Keywords: combined antenna arrays, multifunctional antenna arrays, integrated antenna arrays.

For citation (IEEE): E. V. Ovchinnikova, E. V. Gadzhiev, Pham Van Vinh, et al., "Spacecraft Antennas (review)," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 769–779, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.4.47. (In Russ.).

References

- [1] T. M. Vapne, "Antennas with electrical beam scanning for multifunctional radars (foreign developments)," *Reviews on electronic technology. Series 1. Microwave electronics*. Moscow: Central Research Institute "Electronika", No. 5. 1982. (In Russ.).
- [2] Yu. V. Kotov, Broadband waveguide antenna arrays of integrated radio-electronic complexes: thesis, Moscow, 2004. (In Russ.).
- [3] D. I. Voskresensky, Yu. N. Guskov, F. I. Emelchenkov, and E. V. Ovchinnikova, "Multifunctional onboard active phased array antenna for radar," in : *Proceedings of the All-Russian scientific and technical conference "Information and telecommunication technologies"* (Sochi, September 19–26, 2004). (In Russ.).
- [4] D. I. Voskresensky, Yu. V. Kotov, Yu. Ya. Kharlanov, and E. V. Ovchinnikova, "Multifunctional antenna arrays," *Antenny*, no. 9 (112), pp. 5–23, 2006. (In Russ.).

- [5] E. V. Ovchinnikova and S. G. Kondratyeva, "Multifunctional on-board antenna array of an integrated radio-electronic complex," in *Proceedings of the 8th Youth Scientific and Technical Conference "Radar and Communications – Promising Technologies"*, October 21–22, 2011. (In Russ.).
- [6] M. Sun, Z. Zhang, F. Zhan, and A. Chen, "An S-Band Micro-Strip Patch Array Antenna for Nano-Satellite Applications," *L/S Multiband Frequency-Reconfigurable Antenna for Satellite Applications*, no. 18, pp. 2617–2621, 2019, doi: 10.1109/ICGT.2012.6477994.
- [7] Y. Yao, S. Liao, J. Wang, K. Xue, et al., "A new patch antenna designed for CubeSat: Dual feed, LS dual-band stacked, and circularly polarized," *IEEE Antennas Propag.*, vol. 58, no. 3, pp. 16–21, 2016, doi: 10.1109/MAP.2016.2541601.
- [8] F. Tubal, R. Raad, R. Mohamed, and A. Suhila, "A Wideband C-shaped Patch Antenna for LibyaSat-1," in: *11th International Conference on Telecommunication Systems Services and Applications (TSSA)*, 2017. P. 1–6, doi: 10.1109/TSSA.2017.8272891.
- [9] S. Abulgasem, F. Tubbal, R. Raad, et al., "A wideband metal-only patch antenna for CubeSat," *Electronics*, vol. 10, no. 1, pp. 1–13, 2020, doi: 10.3390/electronics10010050.
- [10] R. E. Hodges, D. J. Hoppe, M. J. Radway, and N. E. Chahat, "Novel deployable reflectarray antennas for CubeSat communications," in: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2015)*, 2015, pp. 1–4, doi: 10.1109/MWSYM.2015.7167153.

Information about the authors

Elena V. Ovchinnikova, Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Institute No. 4 "Radio electronics, infocommunications and information security", Moscow Aviation Institute; Department of Radioelectronics and Laser Technology, Moscow State Technical University n. a. N. E. Bauman, Moscow, Russian Federation.

Elchin V. Gadzhiev, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Institute No. 4 "Radio electronics, infocommunications and information security", Moscow Aviation Institute, Moscow, Russian Federation.

Pham Van Vinh, Candidate of Technical Sciences, Department of Radio electronics, Le Quy Don State Technical University, Hanoi, Vietnam.

Ekaterina O. Surgaeva, graduate student of the dept. 406, Institute No. 4 "Radio electronics, infocommunications and information security", Moscow Aviation Institute, Moscow, Russian Federation.

Svetlana G. Kondratyeva, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Institute No. 4 "Radio electronics, infocommunications and information security", Moscow Aviation Institute, Moscow, Russian Federation.

Pavel A. Shmachilin, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Institute No. 4 "Radio electronics, infocommunications and information security", Moscow Aviation Institute, Moscow, Russian Federation.

УДК 629.052.3(09)

Создание микроволновой радиомаячной инструментальной системы посадки для высокоманевренных самолетов в СССР

^{1,2}Криворучко Ю. Т., ²Шатраков Ю. Г.

¹Санкт-Петербургский государственный университет гражданской авиации
ул. Пилотов, д. 38, г. Санкт-Петербург, 196210, Российская Федерация

²АО «Обуховский завод»
пр. Обуховской Обороны, 120, г. Санкт-Петербург, 192012, Российская Федерация
krivoruchko.yuri@mail.ru

Получено: 29 мая 2024 г.

Отрецензировано: 31 мая 2024 г.

Принято к публикации: 31 мая 2024 г.

Аннотация: В статье рассмотрена история создания радиомаячной системы инструментальной посадки микроволнового 2-сантиметрового диапазона волн «Вымпел». Приведена посекундная хронология успешной автоматической посадки орбитального корабля «Буран» 15 ноября 1988 г.

Ключевые слова: микроволновая система посадки, космический самолет «Буран».

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Криворучко Ю. Т., 2 Шатраков Ю. Г. Создание микроволновой радиомаячной инструментальной системы посадки для высокоманевренных самолетов в СССР // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2024. Т. 7, № 4. С. 780—797.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Криворучко Ю. Т. Создание микроволновой радиомаячной инструментальной системы посадки для высокоманевренных самолетов в СССР / Ю. Т. Криворучко, Ю. Г. Шатраков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2024. — Т. 7, № 4. — С. 780—797.

1. Введение

Проблемы создания систем автоматической посадки самолетов возникли в 30-е годы XX столетия, в период бурного развития авиации. Причина — большое количество катастроф самолетов на этапе посадки, более 40 % от общего их числа. В «авиационных» странах: Германии, США, Англии, СССР были разработаны системы инструментальной посадки метрового диапазона волн, которые после окончания второй мировой войны бы-

ли стандартизованы ИКАО и получили название *ILS (Instrumental Landing System)*. Учитывая ряд недостатков этих систем, в первую очередь определяемых диапазоном выбранных волн, фирмы-разработчики и ученые продолжали исследования и поиск новых решений создания систем автоматической посадки. Вначале были исследованы варианты построения систем посадки в дециметровом диапазоне волн. По этому пути пошли специалисты СССР, которые создали систему посадочных радиомаячных групп (ПРМГ) для военной авиации. Система успешно развивалась с 60-х годов прошлого столетия. ПРМГ применялась практически на всех военных аэродромах СССР, на военных аэродромах стран СЭВ и на аэродромах ряда стран, которые закупали наши военные самолеты (Алжир, Вьетнам, Египет, Иран, Китай и ряд других стран). Данные системы максимально обеспечивали только II категорию метеоминимума и поэтому не нашли применение в гражданской авиации. Мировое сообщество авиационных ученых и инженеров в области радионавигации пришло к выводу о том, что только инструментальные системы посадки микроволнового диапазона потенциально обеспечат автоматическую посадку по III категории метеоминимума, включая категории IIIa, IIIb, IIIc. Используя узконаправленные диаграммы антенн в сантиметровом диапазоне волн, можно обеспечить требуемую точность для категорий III.

2. Создание МСП в 2 см диапазоне миллиметровых волн

Во многих странах мира, в том числе в Советском Союзе, проводились исследования по определению принципов построения перспективной системы посадки МСП.

Началу работ в области создания оборудования микроволновой системы посадки предшествовал ряд исследований и экспериментальных работ. Ещё в 1955—1958 гг. во Всесоюзном НИИ радиоаппаратуры (ВНИИРА) под руководством И. М. Векслина, главного конструктора первой отечественной инструментальной системы посадки военных самолетов «Ночь-1», выполнялась опытно-конструкторская работа «Барометр», в рамках которой была сделана первая попытка создания системы посадки с использованием наземных сканирующих радиомаяков сантиметрового диапазона волн (сотрудники ВНИИРА Е. И. Шолупов, А. И. Эйкленкриг) и соответствующего бортового оборудования (сотрудники ВНИИРА Е. Ф. Каверин, К. А. Племянников, А. Б. Эпштейн). Работа была доведена до стадии изготовления опытных образцов и проведения лётных испытаний (ведущий лётчик — А. К. Сафьюлин), в которых были получены обнадеживающие результаты, определившие перспективу использования МСП 2-сантиметрового диапазона.



Рис. 1. Исаак Моисеевич Векслин — главный конструктор первой отечественной инструментальной системы посадки военных самолетов «Ночь-1» 1939 г.

Fig. 1. Isaac Moiseevich Vekslin is the chief designer of the first domestic instrumental landing system for military aircraft, “Noch-1”, 1939

Во многом ОКР «Барометр» опередила аналогичные работы, проводимые за рубежом по системам США *Flarescan* и *Regal*, публикации о результатах которых появились позже.

В 1968—1975 гг. во ВНИИРА под руководством д. т. н. Г. А. Пахолкова, генерального конструктора радиомаячных систем посадки в СССР и к. т. н. В. М. Бенина при участии коллектива молодых учёных В. И. Голубева, В. В. Кашинова, Г. Е. Збрицкой, Б. В. Пономаренко, Л. И. Чуканова проводились исследования, которые позволили получить большой научный задел по выбору основных принципов построения перспективной системы посадки, что нашло отражение в материалах НИР «Местность», «Посадка»,



Рис. 2. Георгий Александрович Пахолков — генеральный конструктор радиомаячных систем посадки в СССР.

Fig. 2. Georgy Aleksandrovich Pakholkov – general designer of radio beacon landing systems in the USSR

«Луч», «Апосма», «Заход-73», и приступить к созданию конкретного оборудования. В рамках разработок МСП «Поле-П — Радикал-СМ» группой специалистов под руководством Г. А. Пахолкова и В. М. Бенина с участием С. И. Ваксенбурга, Р. А. Говса, В. И. Комсицкого, Л. В. Лазарева, М. Д. Максименко, Э. И. Пихта, И. В. Пышненко, Н. С. Семёновой, А. П. Скларова, Е. Я. Чакста и других было разработано опытное наземное и бортовое

оборудование системы посадки двухсантиметрового диапазона с узкими сканирующими лучами, задающими угловые координаты в пределах широких секторов по азимуту и углу места. Следующим этапом стало создание системы инструментальной посадки ЛА I категории ИКАО повышенной мобильности «Поле-П», работающей в двухсантиметровом диапазоне волн, и соответствующего бортового оборудования «Радикал-СМ». В 1976 г. система «Поле-П»/«Радикал-СМ» прошла государственные испытания. Важным преимуществом системы явилось то, что она обеспечивала возможность выбора различных траекторий при заходе на посадку, включая криволинейные, а её характеристики практически не зависели от условий размещения на аэродроме.

Основные параметры оборудования «Поле-П»:

— диапазон частот	—	15,4—15,7 ГГц;
— количество рабочих каналов	—	20;
— сектор сканирования по азимуту	—	40°;
— сектор сканирования по углу места	—	0,5–20°
— частота сканирования при круговом вращении трёх антенн	—	5 Гц;
— погрешность задания угловых координат	—	0,15°;
— дальность действия при осадках 10 мм/час	—	25 км;
— ширина диаграммы направленности по азимуту	—	3,5°;
— ширина диаграммы направленности по углу места	—	2,0°;
— масса радиомаяка «Поле-П»	—	90 кг.

Однако достижение требуемой надёжности оборудования могло быть достигнуто только за счёт перехода в антенных системах радиомаяков посадки от механического сканирования к электронному.

3. Система «Вымпел» для орбитального корабля «Буран» многоразовой авиационно-космической системы «Энергия»

Работы по обеспечению автоматической посадки орбитальных объектов начали проводиться во ВНИИРА с 1979 г. под руководством генерального конструктора радиомаячных систем в СССР, д. т. н., профессора Г. А. Пахолкова.

Коллектив разработчиков возглавили Генеральный конструктор-директор ВНИИРА Г. Н. Громов, главный конструктор системы «Вымпел» Р. В. Дроздов и главный конструктор наземного комплекса «Вымпел-Н» Ю. С. Филаретов, заместители главного конструктора по наземному оборудованию Вымпел-Н Ю. М. Андреев и по бортовому оборудованию «Вымпел-К» В. И. Спивак. Комплекс радиотехнических систем и средств «Вымпел» предназначался для:

— измерения навигационных параметров для коррекции автономно счисленных системой управления координат орбитального корабля с вы-



Рис. 3. Геннадий Николаевич Громов —
генеральный конструктор-директор ВНИИРА.

Fig. 3. Gennady Nikolaevich Gromov –
General Designer-Director of VNIIRA



Рис. 4. Руслан Владимирович Дроздов — главный конструктор
системы навигации и посадки «Вымпел» для орбитального
корабля «Буран».

Fig. 4. Ruslan Vladimirovich Drozdov – chief designer of the
Vympel navigation and landing system for the Buran orbital ship



Рис. 5. Юрий Серафимович Филаретов —
главный конструктор наземного комплекса «Вымпел-Н».

Fig. 5. Yuri Serafimovich Filaretov –
chief designer of the Vympel-N ground-based complex

соты 40 км и дальности 400 км до входа в зону радиотехнической системы посадки;

— измерения навигационных параметров в зоне действия радиотехнической системы посадки для обеспечения автоматического полёта по курсу и глиссаде, приземления и пробега ОК по полосе;

— радиолокационного контроля траектории движения ОК при спуске с высоты 40 км штурманами-операторами Региональной оперативной группы управления (РОГУ, аэродром «Юбилейный»), трансляции и отоб-

ражения положения ОК на экранах рабочих мест Главной оперативной группы управления в ЦУПе;

— выработки оперативных целеуказаний для наведения наземных антенных систем телеметрии, телевидения и УКВ-радиосвязи;

— контроля воздушного пространства с целью решения задач управления воздушным движением, обеспечивающего безопасность полёта ОК и наведение самолёта оптико-телевизионного наблюдения.

Для решения указанных задач комплекс «Вымпел» включал в себя:

— радиотехническую систему навигации в составе трёхкоординатной распределённой системы, азимутально-дальномерных радиомаяков и соответствующего бортового оборудования, определяющих навигационные параметры на борту орбитального корабля при любых кренах и тангажах с точностными характеристиками, обеспечивающими выполнение манёвра гашения энергии и вывода орбитального корабля в зону действия радиотехнической системы посадки;

— всепогодную радиотехническую систему автоматической посадки в составе угломестных и азимутальных посадочных радиомаяков, радиодальномеров и соответствующего бортового оборудования, обеспечивающих посадку ОК с двух направлений;

— радиотехническую систему радиолокационного контроля траектории движения ОК и управления воздушным движением, включающую трассовые и аэродромные радиолокационные станции, бортовое оборудование на ОК и командно-диспетчерские пункты;

— системы контроля технического состояния радиотехнических средств комплекса «Вымпел» в составе: КПА бортового оборудования, автоматизированной системы лётного контроля на базе самолёта Ту-134БВ, наземной автоматизированной системы траекторных измерений и подвижной автолаборатории (ПАЛ) для оценки и юстировки точностных характеристик систем навигации и посадки;

Комплекс радиотехнических систем «Вымпел» представлял большую систему модульного типа, построенную по иерархическому принципу, при этом каждая из систем, входящих в комплекс, могла быть использована самостоятельно.

Оборудование «Вымпел» было разработано ВНИИРА в кооперации с рядом предприятий отрасли, в том числе с участием НИИИТ (г. Челябинск — М. С. Анисимов, А. М. Байдилов, Б. А. Волков, Б. А. Голубев, Н. Р. Григоров, Е. И. Гофман, В. В. Ермолин, Г. Я. Ретунских, К. И. Рыбаков), НПО «Утёс» (Лианозово — Н. М. Баклажук, А. Ф. Геращенко, Г. Л. Рабинович, П. Саенко).

Создание системы «Вымпел» проводилось в тесном сотрудничестве с крупнейшими ракетно-космическими и авиационными организациями, в том числе с НПО «Молния», создавшей орбитальный космический корабль (Г. Е. Лозино-Лозинский, Р. Ж. Аксянов, М. П. Балашов, Г. П. Дементьев, В. И. Коротченко, О. Н. Некрасов, В. В. Студнев, Ю. Н. Труфанов, В. А. Щаренский); Московским опытно-конструкторским бюро «Марс», разработавшим комплексную систему обработки информации, бортовую цифровую вычислительную систему (БЦВС) «Бисер-4» на основе 4-разрядных секционных микропроцессоров серии 582 и программное обеспечение системы управления ОК (Ю. В. Голубев, Р. И. Бонк, А. Г. Бровкин, С. А. Сыров); Лётно-исследовательским институтом им. М. М. Громова, на базе которого была проведена отработка с использованием летающих лабораторий и самолёта-аналога наиболее ответственных этапов полёта ОК (К. К. Васильченко, В. П. Васин, А. В. Воскресенский, В. Ф. Гуров, Г. П. Дубина, Н. А. Кузьмина, В. С. Луняков, А. А. Манучаров, А. Д. Миронов, Е. П. Орлова, А. А. Уколов, А. Д. Филиппов, Е. Г. Харин, А. И. Шашкин); Управлением Заказчика на космодроме (П. С. Брачихин, В. Е. Гудилин, И. Ю. Садовников, В. И. Тягусов, Ф. Е. Ухтин, В. Ф. Шевченко).

К 1987 г. разработка системы «Вымпел» была завершена, оборудование изготовлено и смонтировано на посадочном комплексе орбитального корабля (ПК ОК) — аэродроме «Юбилейный» космодрома «Байконур».

Посадочный комплекс орбитального корабля включал в свой состав:

- лётное поле с взлётно-посадочной полосой 4500×84 м, допускающей посадку летательных аппаратов на скорости до 380 км/час и эксплуатацию самолётов со взлётной массой до 650 т;

- объединённый командно-диспетчерский пункт (ОКДП), совмещающий в одном здании КДП, все работы, связанные с посадкой ОК и обеспечивающий работы по приёму самолётов, летающих лабораторий и управление воздушным движением в воздушном пространстве космодрома;

- радиомаячные, радионавигационные и радиолокационные средства системы «Вымпел»;

- систему связи с экипажами пилотируемых космических кораблей;

- систему телевизионного наблюдения;

- систему телеметрии;

- штатные средства радиотехнического обеспечения полётов для схем аэродромов I класса;

- средства технологического обслуживания ОК.

Впоследствии система «Вымпел» была развёрнута также на запасных аэродромах в Симферополе и Хороле.

4. Радиотехническая система навигации ОК

Система навигации предназначалась для информационного обеспечения автоматического полёта ОК с момента его выхода из зоны плазмы до входа в зону действия радиотехнической системы автоматической посадки. Определяемые системой навигационные параметры использовались в БЦВС для коррекции автономно счисленных координат ОК.

Система навигации состояла из высокоточной базово-радиодальномерной системы и включала в свой состав как наземное, так и бортовое оборудование.

В районе аэродрома посадки орбитального корабля было установлено шесть ретрансляторов-дальномеров, четыре из которых располагались на окружности с радиусом 54 км относительно центра ВПП, а два других располагались на удалении 20 км на линии, являющейся продолжением оси ВПП, что позволило обеспечить наибольшую точность определения навигационных координат орбитального корабля в пространстве при снижении. Выбор трёх оптимальных ретрансляторов-дальномеров производился в процессе полёта по командам БЦВС ОК.

Для обеспечения надёжной работы системы при сложных траекторных манёврах, больших значениях крена и тангажа, использовалась уникальная бортовая антенная система, разработки ВНИИРА, имеющая зону обзора, близкую к сферической и круговой тип поляризации.

Азимутально-дальномерная система ближней навигации (РСБН) была введена в состав системы навигации в качестве резервного источника навигационной информации при посадке на основной аэродром и в качестве основного источника при посадке на аварийные аэродромы, не оснащённые ретрансляторами дальности базово-радиодальномерной системы.

В состав бортового оборудования ОК было включено оборудование, работающее с двумя радиомаяками РСБН, выбор конкретного радиомаяка определялся БЦВС ОК в соответствии с направлением захода на посадку.

Коллектив основных разработчиков радиотехнической системы навигации РСБН:

В. А. Воскресенский — зам. главного конструктора по системе навигации, В. З. Альбеков, В. В. Батраков, В. В. Большаков, С. И. Ваксенбург, Ю. М. Елизаров, Ю. А. Игнатъев, Н. Ф. Корпачёв, В. А., Ю. Т. Криворучко, В. Д. Кузьмин, С. С. Рогулин, Г. П. Трощенко, А. П. Фролов, Б. Н. Чернышёв, А. А. Шутов.

Основные характеристики систем навигации:

Зона действия наземного оборудования:

- по дальности, км 400;
 - по азимуту 360°;
 - по высоте, км 40;
 - по углу места (РДС) $3 \div 90^\circ$;
- (РСБН) $3 \div 45^\circ$.

Погрешность измерения для 99,5 %:

- дальности по РДС
- флюктуационная сост., м105;
- систематическая сост., м105;
- дальности по РСБН, м(150 + 0,09 % Д);
- азимута по РСБН0,375°.

В качестве элементной базы в оборудовании использовались интегральные микросхемы средней степени интеграции за исключением СВЧ-транзисторов бортовых передающих устройств и электровакуумных приборов выходных каскадов наземных передающих устройств. В состав бортового комплекса РСБН «Вымпел-К» входило бортовое вычислительное устройство (БСВУ) — первый бортовой микропроцессорный вычислитель в Минрадиопроме (главный конструктор — Ю. Т. Криворучко). БСВУ было разработано на основе КМОП микропроцессорного комплекта серии 588, созданного в НПО «Интеграл» г. Минск (В. А. Бобков, А. И. Сухопаров, В. А. Шиллер, Д. Н. Черняковский, В. С. Свиридович).

Первой автоматической посадке ОК предшествовала комплексная экспериментальная отработка системы навигации с использованием летающих лабораторий на лётно-испытательных базах ВНИИРА (аэродром «Сиверский»), Лётно-исследовательского института (г. Жуковский) и в Байконуре (аэродром «Юбилейный»). По результатам Лётных испытаний были откорректированы математические модели наземных средств и среды распространения, выполнена завершающая отработка и сдача на натурном моделирующем стенде комплекса бортового оборудования.

5. Радиотехническая система посадки

Всепогодная радиотехническая система обеспечения посадки предназначалась для информационного обеспечения автоматического вывода орбитального корабля на ось посадочной полосы с высоты 7000 м, снижения по оптимальной траектории, приземления и пробега до полной остановки.

Основные технические характеристики радиотехнического оборудования обеспечения автоматической посадки:

1. Состав наземного оборудования:
 - азимутальный радиомаяк (РМК);
 - угломестный радиомаяк (РМГ);
 - ретранслятор дальности (РД).

2. Основные параметры наземного оборудования:

— диапазон частот, ГГц	15,4—15,7;
— количество рабочих каналов	20;
— излучаемая импульсная мощность, кВт	10;
— сектор сканирования по азимуту	$\pm 25^\circ$;
— сектор сканирования по углу места	$0,5\text{--}30^\circ$;
— рабочий сектор РД в азимутальной плоскости	$\pm 30^\circ$;
— погрешность задания угловых координат при работе с бортовым оборудованием (3σ)	$0,21^\circ$;
— дальность действия при осадках 10 мм/час, км	25;
— ширина диаграммы направленности по азимуту	$2,0^\circ$;
— ширина диаграммы направленности по углу места	$1,4^\circ$;
— принцип управления сканированием луча — механическое круговое вращение;	
— частота передачи угломерной информации, Гц	5.

3. Изготовление опытных образцов:

Изготовлено, установлено и введено в строй на аэродромах ЛПИИ (г. Жуковский), «Юбилейный» (космодром Байконур), п. Сиверский, Симферополь, Хороль 8 комплектов наземного оборудования.

4. Основные параметры бортового оборудования:

— количество рабочих каналов угломерного оборудования	20;
— количество рабочих каналов дальномерного оборудования	88;
— погрешность, вносимая бортовым оборудованием при измерении угловых координат, не более (3σ)	$0,12^\circ$
— погрешность измерения дальности:	
— флюктуационная, м	± 65
— систематическая, м	± 65

В оборудовании использована современная элементная база, интегральные схемы средней степени интеграции, СВЧ-микросборки, выполненные на базе тонкоплёночной технологии.



Рис. 6. Разработчики МСП и участники работ на космодроме Байконур по обеспечению посадки орбитального корабля «Буран». 15.11.1988 г.

Fig. 6. SME developers and participants in the work at the Baikonur Cosmodrome to ensure the landing of the Buran orbital ship. November 15, 1988

На рис. 6: сидят, слева-направо: А. С. Соколов, Ю. Н. Смолоковский, Э. И. Пихт, В. А. Филиппов, М. Д. Максименко — главный конструктор микроволновой системы посадки, Е. Ф. Каверин; стоят: А. Г. Постников, А. Ю. Мовшович, Л. Н. Животовский, В. Д. Стаценко, А. Ю. Платонов, А. Фальк, И. М. Шляхов, В. Б. Руденко.

В процессе подготовки и проведения испытаний оборудования разработаны специальные методики проведения лётных испытаний и обработки полученной информации. С целью получения наиболее достоверных данных о погрешностях и помехах в сигналах курса и глиссады предусматривалось выполнение полётов по траекториям, близким к штатной траектории ОК.

Оперативная обработка результатов на наземном вычислительном комплексе обеспечивала получение основных статистических данных о параметрах наземного оборудования и системы в целом.

Принятые на этапе проектирования технические решения в части облика, структуры и формата сигнала системы с учётом опыта, полученного при работах с экспериментальным оборудованием «Поле-П — Радиал-СМ», позволили создать комплекс наземного и бортового оборудования, его своевременное развёртывание и ввод в строй на космодроме «Байконур», а также выполнить большой объём испытаний в Лётно-исследовательском институте им. М. М. Громова и на запасных аэродромах посадки орбитального корабля (Симферополь и Хорол).

Для определения технического состояния, локализации неисправностей, обеспечения восстановления работоспособности и поддержания технических характеристик систем в пределах допусков, установленных эксплуатационной документацией, использовались встроенные в каждое средство устройства непрерывного функционального, тестового контроля и внешние средства контроля, важнейшими из которых являлись:

— комплекс автоматизированного контроля технического состояния бортового оборудования «Флагшток», обеспечивший в течение 1986—1988 гг. необходимый объём комплексной отработки бортового оборудования «Вымпел» в составе ОК и его подготовку к лётно-конструкторским испытаниям (разработка НИИИТ, г. Челябинск);

— автоматизированная система лётного контроля технического состояния наземных радиотехнических средств АСЛК на самолёте Ту-134БВ, обеспечившая измерение и оценку параметров систем навигации, посадки и вторичных радиолокационных каналов на всех аэродромах, где было размещено оборудование «Вымпел». За 1985—1988 гг. было выполнено 450 полётов Ту-134БВ (коллектив разработчиков ЛЛ: И. Н. Курафеев, В. Е. Филатов, Ю. Н. Музелин, Н. И. Сова, В. А. Афанасьев, И. И. Мо-

лотов, С. И. Фильчуков, В. И. Фёдоров, В. В. Копасов, Ю. А. Прокофьев, Б. И. Селезнёв, А. А. Вирунен — ответственный за ЛЛ-134БВ, В. Г. Соболев, А. Б. Дмитриев, В. М. Соколов, В. М. Комаров);

— подвижная автолаборатория ПАЛ для контроля технического состояния радиотехнической системы посадки на малых высотах в зоне приземления ОК, обеспечившая весь объём комплексной отработки наземного оборудования посадки в 1985—1988 гг. (разработка НИИИТ, г. Челябинск).

6. Отработка и испытания радиотехнической системы «Вымпел»

Для отработки и испытаний комплекса «Вымпел» был развернут комплекс — аналог радиотехнической системы на лётно-испытательной базе ВНИИРА на аэродроме «Сиверский». На комплексе-аналоге был выполнен большой объём экспериментальных работ, включая лётные испытания с участием летающей лаборатории Ту-134БВ. Коллектив участников создания комплекса-аналога: В. К. Яремич — директор, Д. И. Ливенцов — зам. гл. инженера, Н. Н. Власова, В. Б. Годенюк, В. И. Голубев, А. В. Мастеров, Н. Е. Моргаевский, Ю. Н. Музелин, А. А. Севериков, В. А. Скачко, Н. И. Сова, Ю. В. Телеш.

В декабре 1982 г. были завершены работы по развёртыванию радиотехнической системы посадки комплекса «Вымпел» на аэродроме Лётно-исследовательского института им. М. М. Громова. На базе ЛИИ была продолжена всесторонняя отработка системы в условиях, максимально приближённых к реальным, имеющим место на ПК ОК. Комплекс радиотехнических систем автоматической навигации, посадки и посадочный радиолокатор, сопряжённый с вычислительным комплексом для отработки системы управления из состава оборудования «Вымпел», обеспечил выполнение всего цикла «горизонтальных — лётных» испытаний.

Уникальную программу лётных испытаний на летающих лабораториях и самолёте-аналоге выполняли летчики-испытатели высочайшего класса Лётно-исследовательского института из группы, возглавляемой заслуженным лётчиком-испытателем Игорем Петровичем Волк, в том числе Олег Григорьевич Кононенко, Анатолий Семенович Левченко, Римантас Антанас Станкявичюс, Александр Владимирович Щукин. Отведенный объём отработок подтвердил правильность основных решений и открыл путь системе на космодром для завершающего этапа отработки в реальных условиях ПК ОК.

На базе аэродрома «Юбилейный» космодрома «Байконур» проводилось развёртывание и испытания штатного наземного оборудования

посадки «Вымпел» с использованием подвижной автомобильной лаборатории ПАЛ и автоматизированной системы лётного контроля на самолёте-лаборатории Ту-134БВ (ведущие лётчики в/ч 27827 Р. Ф. Писарев, И. В. Самсонов, В. Н. Якушев).

В соответствии с комплексной программой отработки посадочного комплекса на аэродроме «Юбилейный» были проведены отработка и комплексные межведомственные испытания, которые были приближены к реальному обеспечению спуска, посадки и послеполётного обслуживания корабля. Первый полёт летающей лаборатории Ту-154ЛЛ был выполнен в автоматическом режиме в декабре 1987 г.

Полёты Ту-154ЛЛ выполнялись с высоты 10 км до касания ВПП в автоматическом режиме по одной из возможных траекторий. При этом также обеспечивалась отработка наведения самолёта оптико-телевизионного наблюдения (СОТН) и сопровождения МиГ-25 (лётчик-испытатель Махмуд Омарович Толбоев), который предназначался для встречи орбитального корабля после схода с орбиты. В этих полётах работали все РД базово-радиодальномерной навигационной системы. Эта система обеспечила решение навигационных задач в процессе выполнения предпосадочного маневрирования с высоты 10 км в автоматическом режиме и выведения ЛЛ в «ключевую точку» с необходимой точностью.

В заключение программы испытаний на Ту-154ЛЛ было выполнено 10 зачётных посадок в автоматическом режиме, которые прошли без замечаний. Точки касания на ВПП находились в пределах допусков, в соответствии с данными, полученными на основании статистики, набранной при отработке привода и посадки на аэродроме ЛИИ.

7. Запуск, полёт и приземление орбитального корабля «Буран»

Первый и единственный полёт ракетно-космической системы «Энергия — Буран» состоялся 15 ноября 1988 г.

Управление всеми средствами ПК ОК, в том числе наземным радиотехническим комплексом «Вымпел» на аэродроме «Юбилейный», осуществлялось региональной оперативной группой управления, в задачи которой входило:

- осуществление контроля воздушного пространства и управление воздушным движением для обеспечения безопасности ОК;

- обеспечение выработки целеуказаний для наведения самолёта сопровождения и оптико-телевизионного наблюдения для встречи со снижающимся ОК;

- организация работы всех средств аэродрома, порядка использования систем навигации, посадки и радиолокационного наблюдения.

Обязанности руководителя полётов на аэродроме в процессе старта, полёта ОК, снижения и посадки осуществлял заслуженный летчик-испытатель, лауреат Ленинской премии Андрей Арсенович Манучаров.

15 ноября комплекс наземного оборудования «Вымпел» был включён в 3 часа 25 мин. утра, радиотехническая система посадки ОК — в 4 часа 50 мин.

В соответствии с программой работ летающей лабораторией Ту-134БВ было проведено два контрольных полёта.

Координатная и дополнительная информация от ответчика Ту-134БВ, работавшего в режиме УВД-М, наблюдалась на индикаторах ОКДП устойчиво, что подтвердило нормальное функционирование радиолокационных средств контроля траектории ОК.

В 6 часов 46 мин. ОК был выведен на орбиту 256/252 км с периодом 89,45 мин. и наклоном 51,6° и в 9 часов 25 мин. успешно завершил беспилотный полет.

Хронология работы комплекса радиотехнической системы «Вымпел» в процессе полёта орбитального корабля «Буран». 15 ноября 1988 г.

№ этапа	Содержание этапа	Время (моск.время)
1.	Готовность к работе (персонал системы «Вымпел» занял рабочие места)	1 час 00 мин
2.	Включение наземного оборудования системы «Вымпел» (за исключением системы посадки)	3 час 25 мин
3.	Начало первого контрольного полёта Ту-134БВ	3 час 30 мин
4.	Начало проверки бортового радиолокационного ответчика УВД, подтверждение готовности к работе при взаимодействии с наземными радиолокаторами.	4 час 15 мин
5.	Режим наивысшей готовности, включение радиомаячного оборудования системы посадки	4 час 50 мин
6.	Задание направления захода на посадку (на случай аварийной посадки ОК после старта)	5 час 10 мин
7.	Предполётная проверка бортового оборудования ОК	5 час 34 мин
8.	Формирование матрицы технического состояния БЦВС ОК «Норма подсистем посадки»	5 час 38 мин 07 сек
9.	Перевод посадочных радиомаяков в автоматический режим работы, эвакуация персонала	5 час 50 мин
10.	Объявление режима «Боевая работа»	5 час 50 мин 10 сек
11.	Старт комплекса «Энергия — Буран»	6 час 00 мин
12.	Отделение ОК от ракеты-носителя	6 час 08 мин 02 сек
13.	Первое включение двигательной установки ОК для корректировки орбиты (время работы 67 с, импульс 66,7 м/с)	6 час 11 мин 29 сек

№ этапа	Содержание этапа	Время (москoвское)
14.	Начало второго контрольного полёта Ту-134БВ	6 час. 15 мин
15.	Выключение после старта ОК радиотехнической системы посадки	6 час. 15 мин
16.	Второе включение двигательной установки ОК для корректировки орбиты (время работы 40 с, импульс 41,7 м/с)	6 час 46 мин 07 сек
17.	Выведение ОК на опорную орбиту с параметрами: 256/252 км; период 89,45 мин, наклонение 51,6°	6 час 46 мин 48 сек
18.	Режим наивысшей готовности наземного оборудования, повторное включение наземных радиомаяков для обеспечения посадки ОК	8 час 05 мин
19.	Включение двигательной установки ОК (тормозной импульс длительностью 158 с, импульс 162,4 м/с)	8 час 19 мин 44 сек
20.	Подтверждение направления посадки ОК с курсом 240°	8 час 30 мин
21.	Перевод радиомаяков системы посадки в режим автоматического управления, эвакуация персонала	8 час 38 мин
22.	Начало аэродинамического торможения ОК на высоте 100 км	8 час 51 мин
23.	Взлет самолёта оптико-телевизионного наблюдения (лётчик М. Толбоев)	8 час 55 мин 58 сек
24.	Начало наблюдения за ОК по вторичному каналу ТРЛК-10К (удаление ОК 501,4 км, высота 47,7 км, азимут 279° 35')	9 час 12 мин 37 сек
25.	Начало измерения дальностей до РД наземной многодальномерной системы навигации (высота 45 км)	9 час 13 мин. 18,9 сек
26.	Начало наблюдения за ОК аэродромным обзорным радиолокатором Е-511 (удаление ОК 240 км, высота 36,8 км, азимут 280°)	9 час 15 мин 22 сек
27.	Начало измерения дальности и азимута до радиомаяка РСБН (высота 20 км)	9 час 18 мин 18 сек
28.	Окончание аэродинамического торможения ОК на высоте 20 км	9 час 18 мин 38 сек
29.	Снижение, предпосадочное маневрирование и заход на посадку — высота 20 км	9 час 18 мин 38 сек
	— высота 10 км	9 час 20 мин 36 сек
	— высота 6,2 км	9 час 22 мин 02 сек
30.	Включение встроенного контроля бортовой аппаратуры посадки Н = 17343 м	9 час 18 мин 58, 31 сек
31.	Перевод радиомаяков на режим «Эквивалент» во время проведения контроля бортовой аппаратуры ОК	9 час 19 мин 45 сек
32.	Перевод бортовой аппаратуры посадки в режим работы с посадочными маяками Н = 6998 м	9 час 21 мин 37,62 сек
33.	Включение посадочных маяков в рабочий режим	9 час 22 мин 06 сек
34.	Начало наблюдения за ОК посадочного радиолокатора Е-516В (удаление 22 км)	9 час 22 мин 59 сек
35.	Автоматический заход на посадку по курсо-глиссадным маякам: Начало автоматического захода на посадку по сигналам курсо-глиссадных радиомаяков. Удаление 17,1 км, высота 4943 м	9 час 22 мин 40,9 сек

№ этапа	Содержание этапа	Время (московское)
	Высота 4000 м	9 час 22 мин 59,8 сек
	Высота 2000 м	9 час 23 мин 34,1 сек
	Высота 1000 м	9 час 23 мин 57,1 сек
	Высота 500 м	9 час 24 мин 10,3 сек
	Высота 100 м	9 час 24 мин 21,0 сек
	Проход ОК «Буран» торца ВПП (высота 20 м) – $V_x=95$ м/с, $V_y=2$ м/с	9 час 24 мин 32,81 сек
36.	Касание ВПП	9 час 24 мин 42,25 сек
37.	Остановка ОК на ВПП	9 час 25 мин 26,28 сек
38.	Выключение системы «Вымпел»	9 час 27 мин



Рис. 7. Посадка Бурана с помощью 2-см микроволновой системы посадки «Вымпел-Б» в автоматическом режиме 15 ноября 1988 г.

Fig. 7. Landing of Buran using the Vympel- B 2-cm microwave landing system in automatic mode on November 15, 1988



Рис. 8. Комплекс Ан-225 «Мрия» для транспортировки ОК «Буран».

Fig. 8. An-225 Mriya complex for transportation of Buran complex

8. Заключение

Научно-технические решения в части облика, структуры, формата сигнала и рабочего диапазона системы МСП с учётом опыта, полученного ВНИИРА при работах экспериментальным оборудованием «Поле-П — Радикал-СМ», позволили создать комплекс систем наземного и бортового оборудования «Вымпел» для успешной автоматической посадки ОК «Буран». В составе комплекса Ан-225 «Мрия» ОК «Буран» был доставлен в 1990 г. в Париж для участия в авиашоу в Ля-Бурже.

Список литературы

1. НИИ-33. ВНИИРА. СПб. : 2009. 332 с.

Сведения об авторах

Криворучко Юрий Тимофеевич, доктор технических наук, профессор Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации, главный конструктор направления интегрированных систем навигации и посадки, АО «Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Штраков Юрий Григорьевич, доктор технических наук, профессор, заслуженный деятель науки РФ, ученый секретарь АО «Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Creation of Radio Beacon Instrument Landing Systems for the Highly-Maneuverable Aircrafts in USSR

Yu. T. Krivoruchko^{1,2} and Yu. G. Shatrakov²

¹St. Petersburg State University of Civil Aviation
38, Pilotov st., St. Petersburg, 196210, Russian Federation

²JSC "Obukhov Plant"
120, Obukhovskoy Oborony Ave., St. Petersburg, 192012, Russian Federation
krivoruchko.yuri@mail.ru

Received: May 29, 2024

Peer-reviewed: May 31, 2024

Accepted: May 31, 2024

Abstract: The article discusses the history of the creation of the radio beacon system for instrumental landing of the microwave 2-centimeter wave range "Vypel". A second-by-second chronology of the successful automatic landing of the Buran orbital ship on November 15, 1988 is given.

Keywords: microwave landing system, Buran space plane.

For citation (IEEE): Yu. T. Krivoruchko and Yu. G. Shatrakov, "Creation of Radio Beacon Instrument Landing Systems for the Highly-Maneuverable Aircrafts in USSR," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 780–797, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.4.48. (In Russ.).

References

- [1] NII-33. VNIIRA [All-Russian Scientific Research Institute of Radio Equipment], St. Petersburg: 2009. (In Russ.).

Information about the authors

Yuri T. Krivoruchko, Dr. Tech. Sc., Professor of State University of Civil Aviation, chief designer of navigation and landing systems of JRS «Obukhovsky Plant», St. Petersburg, Russian Federation.

Yuri G. Shatrakov, Dr. Tech. Sc., Professor, JRS «Obukhovsky Plant», St. Petersburg, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 7, no. 4, pp. 798–824, 2024.

Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 798—824.

ISSN: 2587-9936

DOI: 10.xxxxx/2587-9936.2023.07.4.49

УДК 621.37-621.39(091)

Радиоламповые технологии компании *Marconi*

Пестриков В. М.

Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения

ул. Правды, 13, Санкт-Петербург, 191119, Российская Федерация

pvm205@yandex.ru

Получено: 13 мая 2024 г.

Отрецензировано: 15 мая 2024 г.

Принято к публикации: 15 мая 2024 г.

Аннотация: Рассмотрены жизнь и научно-техническая деятельность английского радиотехника Генри Раунда, сотрудника компании *Marconi*. Подробно исследованы первые его радиоламповые технологии, которые относились к «мягким» вакуумным лампам. Представлены конструкции военных радиостанций, разработанных Раундом в Первую мировую войну. Отмечены схемные решения подслушивающих радиоприемников с большим коэффициентом усиления. Показано внедрение ламповых технологий в передатчики межконтинентальной связи.

Ключевые слова: компания Маркони, Генри Раунд, мягкие лампы, радиостанции, усилители звуковой частоты, передатчик Баллибанион, передатчик Кернарвон.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Пестриков В. М. Радиоламповые технологии компании *Marconi* // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2024. Т. 7, № 4. С. 798—824.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Пестриков, В. М. Радиоламповые технологии компании *Marconi* / В. М. Пестриков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2024. — Т. 7, № 4. — С. 798—824.

1. Введение

Английский инженер Генри Джозеф Раунд (*Captain Henry Joseph Round*, 02.06.1881—17.08.1966) был одним из ведущих консультантов компании *Marconi's Wireless Telegraph Company* (позже *The Marconi Company*) в период 1910—1930-х годов, в которой занимался проектированием ламповых устройств и ламп к ним. Одним из его наиболее важных вкладов была концепция разработки ламп, отвечающих конкретным требованиям, а не изобретение новых типов ламп и ожидание того, что другие радиотехники найдут им применение. Конструкции ламп капитана Раунда сего-

дня кажутся нам довольно необычными, но они обретают смысл, если известно что-то о типе устройства, который он разрабатывал с использованием этих ламп, и о применениях, для которых они предназначались. Его лампы на самом деле оказались чрезвычайно эффективными при использовании их в соответствии с изготовленной конструкцией. Разработанные Раундом оригинальные конструкции мощных генераторных электронных триодов позволили провести в Англии первые радиовещательные передачи. Изобретенный им микрофон с ламповым усилителем стал символом раннего радиовещания и стандартным микрофоном в лондонских студиях BBC. На основе триода *Marconi/Round* типа C сотрудник РОБТиТ Николай Дмитриевич Папалеси разработал практическую конструкцию первого русского триода в 1914 г. (лампа Папалекси)

2. Генри Раунд и его радиоламповые технологии

Инженер-радиотехник Генри Раунд (рис. 1) начал сотрудничать с компанией Г. Маркони (*Marconi's Wireless Telegraph Company, Ltd.*) с 1902 года, сначала в Соединенных Штатах, где он занимался усовершенствованием узлов настройки радиоприемников, разработкой радиопеленгаторов и радиотелефонов. Позже он был приглашен в Англию и включен в группу научных сотрудников, которой руководил Г. Маркони. Вскоре Г. Раунду было поручено возглавить исследовательскую программу Маркони по разработке конструкций электронных вакуумных ламп. В период с 1910 по 1930 гг. Г. Раунд был одним из ведущих специалистов компании по разработкам радиоламп и узлов к ним.



Рис. 1. Акция Американской телеграфной компании Маркони, выпущенная 30 октября 1916 г. Сотрудник Американской телеграфной компании Маркони Генри Джозеф Раунд и его награда «Военный крест». 1916 г.

Fig. 1. Share of the Marconi Wireless Telegraph Company of America, issued 30. October 1916. An employee of the American Marconi Telegraph Company Henry Joseph Round and his Military Cross award. 1916

Помимо разработки ламп и радиоустройств, Раунд внес значительный вклад в развитие британской активной гидролокационной системы (англ. *British Asdic systems*, сокращенно *ASDIC*). Во время Первой мировой войны он был награжден Военным крестом (англ. *Military Cross*) за его усилия, главным образом, в области пеленгации.

Что же касается характера, то Раунд был индивидуалистом. Невысокого роста, он был чем-то вроде экстраверта и внешне весьма похож на Черчилля, вплоть до сигары. Он также не любил ненужного протокола, предпочитая как можно скорее перейти к делу.

Нужно заметить, что Г. Маркони не занимался изобретением радиоламп, хотя его фамилия и стоит рядом с разработчиком лампы в ее маркировке. В данном случае его фамилию следует воспринимать как название одноименной компании.

В конце 1911 года Г. Раунд начал разработку конструкции вакуумного диода. Летом 1912 года Раунд находился на станции Глейс-Бэй¹ (*Glace Bay*) британской компании Маркони и понял, что практически невозможно установить антенну достаточно большой высоты, чтобы принимать энергию, необходимую для обеспечения надежной трансатлантической связи. У него был небольшой опыт работы с двумя аудионами, полученными Маркони от итальянского военно-морского флота, который их получил от де Фореста. Исходя из этого, Раунд решил, что аудион можно использовать для усиления выходного сигнала антенны до того, как будет предпринята попытка его выпрямления. На станции он сконструировал лампу с цилиндрической сеткой и анодом, и отвез ее в Англию, где заказал изготовление четырех ламп с углеродными нитями накала у компании *Edison & Swan Company*.

С ноября 1912 года тематика его исследований была расширена и в нее была включена разработка вакуумного триода. Исследования велись не с нуля, были изучены уже известные к тому времени конструкции триодов Ли де Фореста и Либен — Рейс — Штрауса (*Lieben-Reisz-Strauss*), которые относились к мягким лампам. Не исключено, что эти известные разработки оказали некоторое влияние на научную мысль Г. Раунда и поэтому его первые конструкции также относились к «мягким» радиолампам. Помимо прочего, с этим связаны и бесконечные патентные разногласия между компаниями *Marconi* и *Telefunken*. В конце концов, в том же 1912 году обе компании договорились об обмене патентами и технологиями в области конструирования радиоламп.

¹ Глейс-Бэй — поселок в восточной части регионального муниципалитета Кейп-Бретон в Новой Шотландии, Канада.

В марте 1913 года был подписан договор по обмену патентами между компаниями *Marconi* и *Telefunken*. Это позволило *Marconi* начать совместные разработки с *Telefunken* с использованием лампы Либена. К этим работам немедленно приступили сотрудники *Marconi* Генри Раунд и Чарльз Франклин (*Charles Samuel Franklin*, 23.03.1879—10.12.1964). В этом же году были изготовлены компанией *Ediswan* первые успешные мягкие лампы конструкции Раунда.

С началом Первой мировой войны Раунд был прикомандирован к военной разведке в звании капитана, и ему было поручено создать сеть радиопеленгационных станций на Западном фронте.

Генри Раунд был плодовитым изобретателем и за свою жизнь получил 230 патентов на различные изобретения в Великобритании, США и Канаде [1]. Он разработал новые конструкции ламп и произвел революцию в конструировании радиоприемников. Кроме того, он сыграл значительную роль в разработке технологий, которые использовались в военных целях в двух мировых войнах. Компания *Marconi* с одной стороны была заинтересована в поддержании мирового лидерства в радиосвязи, а с другой не интересовалась потребительскими рынками и радиовещанием. В компании радиолампы Раунда изготавливались в небольшом количестве и они предназначались только для внутреннего использования в разработках собственных конструкций радиоустройств.

Отличительной особенностью разработок вакуумных триодов Раунда было то, что их основные электрические параметры отвечали конкретным требованиям проектируемых радиоустройств.

Невзирая на то, что компания *Marconi* держала разработки ламп конструкции Раунда в строгом секрете, отдельные экземпляры все же оказывались в других странах, в том числе и России, где их копировали.

3. Триод *Marconi/Round* типа C

В 1913 году Г. Раунд сконструировал одну из первых «мягких» трехэлектродных радиоламп типа C, которая работала с ионной составляющей анодного тока, рис. 2 [2]. Первые образцы этой лампы были изготовлены компанией *Ediswan*. Цилиндрический анод и сетка лампы изготавливались из никеля, а нить накала — из платины. На поверхность нити накала с целью получения лучшей эмиссии электронов наносилась смесь извести с барием. В верхней части лампы располагалось небольшое количество асбеста, который при нагревании воздействовал на газ в корпусе таким образом, что вакуум приобретал надлежащую степень мягкости. В результате этой характеристическая кривая принимала нормальную форму.

Один из принципов проектирования капитана Раунда заключался в том, что сетка должна полностью окружать нить накала, не оставляя пути для дуги от анода к катоду через наполнитель из ионизированного газа. Сетка представляла собой жесткую изолированную конструкцию, нижний конец которой был закреплен на стеклянной ножке. Верхний конец сетки был куполообразным и полностью закрывал узел нитей. Конструктивная особенность сетки позволяла успешно использовать газонаполненные усилительные лампы при высоких анодных напряжениях. Такая конструкция триода оказалась настолько успешной, что Раунд ее применил и в других своих ранних разработках высоковакуумных ламп, таких как *Type Q*. Вероятно, именно поэтому такие лампы были востребованы в первое время (около 1916 г.), когда было трудно получить действительно хороший вакуум на производственной линии.

Первая усилительная радиолампа, разработанная Раундом, получила наименование *Marconi/Round* типа *C* (рис. 2) и нашла применение в радиоприемниках и звуковых усилителях типа *DC Amplifier Triode*.

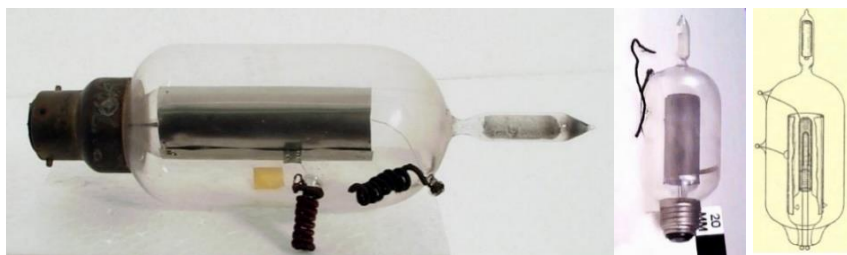


Рис. 2. Промышленный образец вакуумного триода Раунда типа *C*: общий вид, устройство и конструкция сетки. 1913 г.

Fig. 2. Industrial prototype of a Round type *C* vacuum triode: general view, structure and grid design. 1913

Характерной особенностью лампы *C* (как и большинства других мягких ламп *Round*) был длинный стеклянный цилиндр, в верхней части которого находился кусок асбеста. С течением времени давление газа в лампе имело тенденцию падать, что приводило к потере чувствительности. Чтобы поднять давление газа до оптимального значения, необходимо было нагреть асбест либо электрически, либо поднеся зажженную спичку близко к удлинительной трубке, которая выпускала окклюдированный газ (*occluded gas*) в закрытую стеклянную колбу.

В сентябре 1918 года компания *GEC* на заводе *Osram Lamp Works* изготовила для британских ВВС высоковакуумный (жесткий) триод *RAF* типа *C* с вольфрамовой нитью, рассчитанной на напряжение 3 В и ток 0,75 А, рис. 3. Коэффициент усиления *RAF* типа *C* составлял около 6.



Рис. 3. Вакуумный триод Osram RAF типа C. 1918 г.

Fig. 3. Osram valve RAF type C. 1918

Во время Первой мировой войны возрос спрос на триоды типа C. Вскоре выяснилось, что среднестатистическая девушка на фабрике не может успешно изготавливать лампы C, а среднестатистический юноша не знает, как ими пользоваться. Мягкие клапаны *Round* были очень сложны в производстве, но в первые годы Первой мировой войны подходящих им альтернатив не было [3].

Все это стало причиной появления несложного в изготовлении и эксплуатации лампового триода типа R, хотя он значительно уступал триоду Раунда типа C. Нужно заметить, что вакуумный триод типа C в течение всей Первой мировой войны применялся в одноламповых радиопеленгаторах, где его чувствительность была эквивалентна каскаду, собранному на трех больших французских триодах типа *TM*.

4. Радиостанции на лампах Раунда

В 1913 году из командировки в Германию вернулся сотрудник компании Маркони Ч. С. Франклин. Он привез образцы ламп Либена — Рейса и информацию о том, что сотрудник *Telefunken* Александр Мейснер нашел способ заставить лампу Либена — Рейса функционировать в качестве генератора непрерывных (*незатухающих*) электрических колебаний. Эта информация была одновременно волнующей и тревожной, поскольку и Франклин, и Раунд находились на пороге подобных открытий. Никто из них не знал, что Армстронг в Соединенных Штатах работал по параллельным направлениям.

В конечном итоге Александр Мейснер выиграл гонку, получив патент на генератор электрических колебаний 10 апреля 1913 года (*DE291604*). Патент Ч. С. Франклина на приемник с обратной положительной связью был зарегистрирован 12 июня 1913 года (*GB191313636A*);

патент Е. Х. Армстронга на регенеративный приемник — 29 октября 1913 года (*US1113149*) и патент Г. Дж. Раунда на радиопередатчик — 29 мая 1914 года (*GB13248A*).

В конце 1913 года был разработан ламповый триод типа *TN* (рис. 4), предназначенный для генераторов беспроводных передатчиков. Триод *TN* представлял собой мягкую лампу, которая производилась с обычными нитями накала или двумя параллельно соединенными платиновыми нитями, покрытыми известью. Нить прямого накала питалась от источника 17 В при токе 11,5 А. Лампа работала при очень высоком анодном напряжении (2000—5000 В). Размеры триода *TN*: длина включая штифты/наконечник 480 мм, диаметр 180 мм.

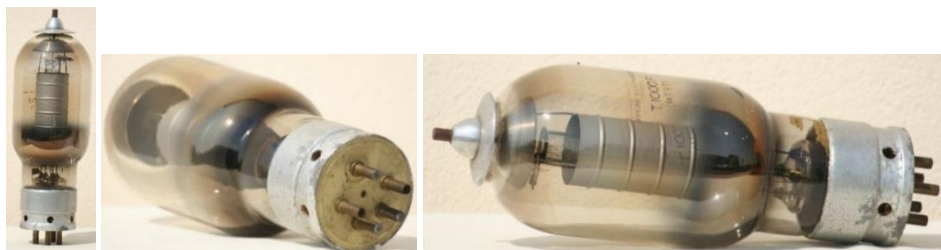


Рис.4. Общий вид триода *TN*. 1914 г.

Fig.4. General view of a *TN* triode. 1914

Компания *Ediswan*, кроме передающих триодов, изготовила для компании *Marconi* серию приемных мягких ламп типа *CA*, *CT*, *D* и *N*. Среди небольших передающих ламп, кроме типа *TN*, были также *LT* и *T*.

В начале 1914 года Раунд вместе с помощником Кеннетом Тремелленом (*Kenneth William Tremellen*, скончался 03.04.1957) разработали для небольших расстояний компактную радиостанцию *Marconi* на двух триодах

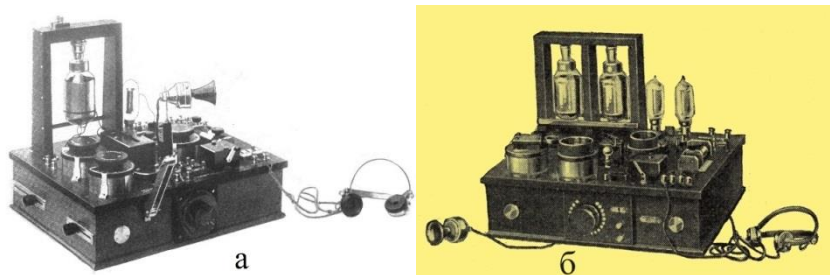


Рис. 5. Радиостанция: а — Раунда — Тремеллена на триодах Раунда *TN* и *C* [4], б — комбинированная радиостанция компании Маркони. 1914 г.

Fig. 5. Radio station: а – Round–Tremellen on Rounda triodes *TN* and *C* [4], б – combined radio station of the Marconi company. 1914

Раунда типа *TN* и *C*, рис. 5. Мощность передатчика составляла 5—10 Вт при напряжении 500 В на аноде передающей лампы *TN*.

Радиостанция была выполнена в виде двух блоков: передатчика (рис. 6а) и приемника (рис. 6б), помещенных в единый корпус. В приемнике использовался триод *C*, который для увеличения усиления и повышения избирательности каскада был включен как ВЧ-усилитель с регенеративной обратной связью. Выход ВЧ-каскада с помощью трансформатора был связан с кристаллическим детектором из карборунда, который осуществлял демодуляцию сигнала. Последовательно с детектором включалась пара головных телефонов для прослушивания голосовых сообщений (рис. 6б). Для передачи речевых сигналов на расстояние до 70 км использовался генератор по схеме (рис. 5а) из патента Раунда на одной лампе *TN* (на рис. 5а видно в рамке ее расположение). В передатчике для модуляции сигнала использовался угольный микрофон, включенный в антенный контур.

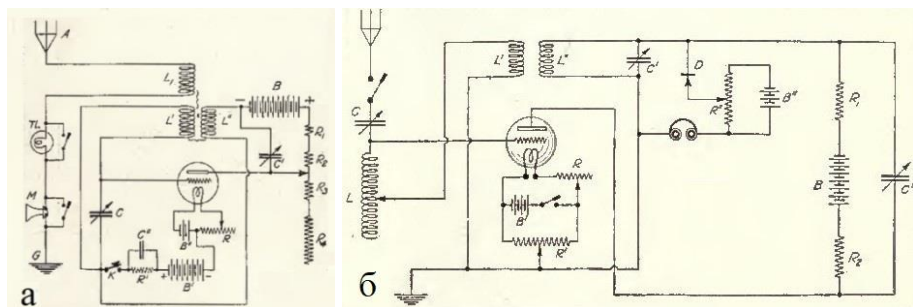


Рис. 6. Принципиальные схемы блоков радиостанции конструкции Раунда: а — передатчик на триоде типа *TN* [5, р. 156], б — приемника на триоде типа *C* [5, р. 217]. 1914 г.

Fig. 6. Schematic diagrams of the blocks of a radio station designed by Round: а – a transmitter on a triode of type *TN* [5, p. 156], б – a receiver on a triode of type *C* [5, p. 217]. 1914

Для нагрева нитей ламп был предусмотрен аккумулятор емкостью 80 А/ч. Для питания анодных цепей передающей лампы *TN* использовались четыре ящика сухих гальванических элементов, соединенных последовательно с общим напряжением 500 В. Дополнительный ящик с батареями поставлялся на случай чрезвычайных ситуаций или в случае падения напряжения в эксплуатируемых источниках питания. Обычное значение тока в лампах составляло от 10 до 20 мА. Радиостанция сразу переключалась на передачу непрерывного² телеграфного сигнала, если производилась работа телеграфным ключом.

² Непрерывная волна или непрерывный сигнал (англ. *Continuous wave, CW*) — в математическом анализе это электромагнитная волна с постоянными амплитудой, частотой, с бесконечной про-

Гарантированная дальность действия радиостанции составляла 50 километров (около 31 мили) между судами в море, при использовании проволочной антенны высотой 100 футов (30 м) и длиной 200 футов (60 м).

Дальность действия передатчика можно было увеличить до 100 миль (160 км), если его настроить так, чтобы ток антенны составлял 1 А. В ходе экспериментов также было установлено, что настройка телефона, в которую входило выполнение всех соединений, и приведение всего устройства в рабочее состояние занимает всего 30 мин.

Лампы типа *T* использовались в некоторых радиостанциях Британской Королевской летной корпорации. Радиопередающее оборудование представляло собой наземный комплект *W/T* мощностью 120 Вт, охватывающий длины волн от 600 до 1000 м и используемый в качестве передатчика тональной последовательности. Существовала также другая версия наземной станции, которая с 1916 года использовалась для беспроводной телефонии.

Над конструкцией самолетных радиопередатчиков работали и в других организациях Англии, в частности, группа бывших сотрудников компании *Marconi* в Британском королевском летном корпусе (*British Royal Flying Corps, RFC*). 1 апреля 1915 г. бывший научный сотрудник экспериментального центра компании *Marconi* (*Marconi experimental establishment*) в Бруклендсе (англ. *Brooklands*, в 19 милях к юго-западу от Лондона) капитан Чарльз Э. Принс (*Charles Edmond Prince*), служивший тогда в Вестморленде (англ. *Westmorland*), получил задание на разработку «системы радиотелефонии воздух — воздух и воздух — земля». Радиус действия в одну милю был минимальным, никаких регулировок передатчика во время работы не предусматривалось, а на приемнике разрешалась только одна настройка. Требовалось идеальное качество передачи речи при 100 % надежности, а максимальная длина антенны должна составлять 150 футов, которую по возможности следовало заменить стационарной антенной.

Принс работал инженером в компании *Marconi Co.* с 1907 года, и он и его группа разработчиков, многие из которых также были выходцами из *Marconi*, вскоре разработали и испытали систему связи «воздух — земля». Система Принса позволяла пилоту разговаривать с наземной станцией, а наземный оператор отвечал ему азбукой Морзе. Еще год потребовался на разработку беспроводной телефонной связи «земля — воздух» и «воздух — воздух».

должительностью. Это понятие использовалось для первых методов радиопередачи, в которой волна-носитель выключалась и включалась. Информация передавалась с помощью переменной длины периодов включения и выключения сигнала, например, азбукой Морзе в ранних радиосистемах. В начале беспроводной телеграфии с помощью радиопередачи *CW* волны также назывались «незатухающими волнами», чтобы отличить этот метод от передачи затухающей волны.

Группа Принса экспериментировала с различными микрофонами. В конце концов они остановились на старом конусном микрофоне Ханнингса (*Hunnings Cone*) с толстой диафрагмой. Методом проб и ошибок они поняли важность тестирования микрофона за пределами лаборатории и в типичных условиях полета. Они обнаружили, что практически невозможно предсказать, как тот или иной микрофон будет работать в воздухе, основываясь исключительно на его поведении на земле. Как позже писал Принс о диффузоре Ханнингса, «он казался удивительно мертвым и неэффективным на земле, но, казалось, обретал новую бодрость в воздухе».

Материал диафрагмы также имел важное значение. При подборе необходимого материала были протестированы углерод, сталь, эбонит, целлюлоид, алюминий и слюда. Наиболее подходящим, материалом для диафрагмы оказалась слюда, поскольку на ее собственную частоту меньше всего влиял шум двигателя. Принс опубликовал свои выводы после Первой мировой войны в журнале Института инженеров-электриков (*IEE*) за 1920 год.

Принс был одним из первых сторонников электронных ламп, поэтому в его радиоприемнике использовались лампы, а не кристаллы. Лампы, которые первоначально использовала его группа, были невероятно проблемными и ненадежными. Трудности удалось преодолеть, когда к группе Принса присоединился капитан Г. Дж. Раунд. Раунд сконструировал электронные лампы специально для использования в воздухе. После этого группа Принса разработала несколько разных моделей ламповых передатчиков. Летом 1915 года группа успешно испытала первую голосовую связь «воздух — земля» с использованием авиационного радиотелефонного передатчика.

На рис.7 представлен авиационный радиотелефонный передатчик в комплекте с передающей лампой Раунда типа T31 и микрофоном, который разработала группа Чарльза Принса в 1915 г.



Рис. 7. Общий вид авиационного радиотелефонного передатчика на передающей лампе Раунда типа T31. Триод T31 и микрофон передатчика. 1915 г.

Fig. 7. General view of an aviation radiotelephone transmitter using a T31 Round transmitting tube. T31 triode and transmitter microphone. 1915

К концу войны Принс и инженеры его группы добились беспроводной передачи речи по каналам «воздух-земля», «земля-воздух» и «воздух-воздух». Это явилось наглядным примером того, как военные технологии способствуют инновациям во время войны.

Рассмотренные передатчики на «мягких» триодах Раунда не были адаптированы для использования в реальных условиях в первые годы Великой войны. Причиной явилась – ненадежность первых конструкций радиоламп и отсутствие соответствующей промышленной базы для их производства.

Разработанные в 1913 году Генри Раундом «мягкие» триодные лампы, производились вручную и были очень сложны в изготовлении, но в первые годы Первой мировой войны подходящих альтернатив не было. Раунд прокомментировал этот факт в статье [3]: *«Вероятно, нам повезло в первый год нашей работы, что мы использовали мягкие лампы, потому что не было создано ни одной жесткой лампы, которая мог бы сравниться с этими лампами типа «С» в качестве усилителей высоких частот. Однако это требовало обучения людей их изготовлению и обучения операторов их эффективному использованию... Снова и снова мы теряли умение делать хорошие лампы из-за некоторых небольших изменений в материалах, используемых при их производстве. Тщательное расследование было невозможно, поскольку все руки были заняты на станциях. Несколько раз у нас заканчивалась последняя дюжина ламп».*

Из-за производственных проблем лампы Раунда не могли производиться в больших количествах и требовали особой осторожности при их использовании. Ламповые триоды не были пригодны для использования в боевых условиях. Первые ламповые радиостанции, по-существу, являлись опытными образцами.

Пришлось ждать несколько лет появления улучшенных, более надежных ламп, которые можно было бы легко производить в больших количествах. Поэтому, все первые радиопередатчики, использовавшиеся армиями во время Первой мировой войны, были в основном искровыми установками, которые использовались на протяжении всего периода боевых действий. Во всех ранних армейских радиоприемниках использовались, в основном, кристаллические детекторы, наиболее распространенными из которых были карборундовый и периконовый детекторы.

5. Триод *Round* типа *N*

В 1914-1915 гг. появилась лампа Раунда типа *N* с платиновом-иридиевой нитью накала [6]. Лампа работала при анодном напряжении

около 35 В. Стекло́нная колба лампы имела диаметр 48 мм, а высоту 160 мм, рис. 8. Триод типа *N* изготовлялся в двух версиях с цоколем: винтовым (конструкции *Edison*) и штифтовым (байонетным) конструкции *Ediswan*.



Рис. 8. Радиолампа Раунда типа *N*: общий вид, цоколь винтовой *Edison* и цоколь байонетный *Ediswan*. 1914-1915 гг.

Fig. 8. Round radio tube type *N*: general view, Edison screw base and Ediswan bayonet base. 1914-1915

Лампа типа *N* обладала внутренним сопротивлением 2 кОм и относилась также к классу мягких вакуумных ламп. Ее работа в большей степени зависела от количества газа, содержавшегося в колбе. В связи с этим в верхней части лампы, в стеклянном отростке длиной 38 мм, находился столбик асбеста диаметром 10 мм с небольшим количеством адсорбированного газа, рис. 9. При нагревании асбеста выделялся газ, который компенсировал недостающее количество газа при работе лампы. Когда же лампа была холодной, то асбест поглощал часть свободного газа. Хорошая работа лампы зависела от оптимальной температуры нагрева нити накала.

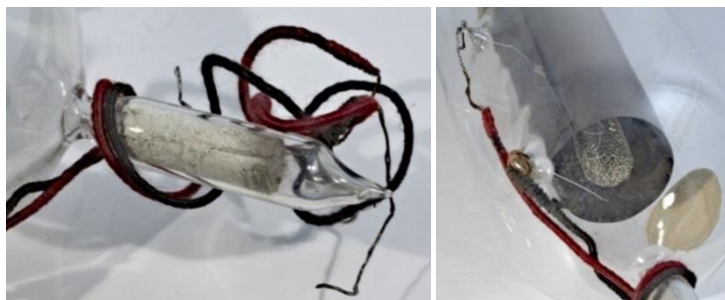


Рис. 9. Вид отдельных частей радиолампы типа *N*: верхняя часть с расположенным в ней столбиком асбеста и сетка (справа). 1914-1915 гг.

Fig. 9. View of the individual parts of an *N*-type radio tube: the upper part, with a column of asbestos located in it, and the mesh (on the right). 1914-1915

Лампа типа *N* использовалась в радиоприемнике *Marconi Type 27* в качестве высокочастотного усилителя (ВЧ), рис. 10. Этот приемник пере-

крывал диапазоны длинных (ДВ) и сверхдлинных (СДВ) волн. На этой лампе было изготовлено 27 радиоприемников, которые принимали сигналы на частотах 60—500 кГц.

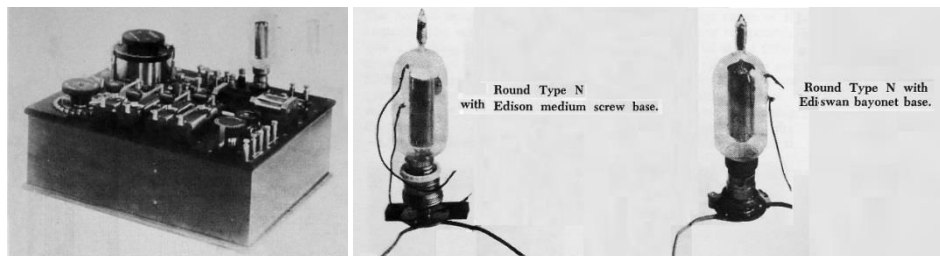


Рис. 10. Общий вид радиоприемника *Marconi Type 27* на триоде *Round type N* [7]. 1914—1918 гг. Триод типа N представлен в двух версиях, как показано на рисунке. В приемнике типа 27 один из этих N-триодов использовался в качестве усилителя высокой частоты. Триод N работал при токе накала 2,5 А и напряжении на аноде от 40 до 80 В.

Fig. 10. General view of the *Marconi Type 27* radio receiver on the *Round type N* triode [7]. 1914—1918. The type N valve came in two versions as explained in the image. The type 27 receiver used one of these N valves as the high frequency amplifier. The N valve operated with a filament current of 2.5 amps with 40 to 80 volts on the anode

Использование мягких ламп, в частности типа N, представляло определенные трудности не только при их производстве, но и при эксплуатации. Поэтому Г. Раунд в дальнейшем отказался от конструкции ламп с винтовым цоколем в стеклянном баллоне, в которых содержалось небольшое количество газа, и перешел к конструированию ламп цилиндрической формы с контактными головками на поверхности баллона и с высоким уровнем вакуума.

6. Триод *Round* типа Q

Во время Первой мировой войны разведывательным службам Великобритании для подслушивания вражеских сообщений требовался очень чувствительный приемник с максимально простым управлением, быстрым поиском по шкале частот передатчика и качественной настройкой при приеме радиосигналов. Германия использовала в армии и на флоте мало-мощные передатчики, работающие на частотах от 500 кГц до 3,5 МГц, то есть на современных средних и коротких волнах. Для прослушивания аудиосигнала на небольших расстояниях использовались усилители низкой частоты (*NF*). Германские специалисты считали, что никто не сможет перехватить их сообщения на больших расстояниях. Первоначально у Франции и Англии были приемники, работавшие только в длинноволновом диапазоне (до 500 кГц), но и они не могли по-настоящему перехватывать немецкие сообщения.

Разработкой чувствительного радиоприемника занялся капитан Генри Раунд, который во время Первой мировой войны служил в телеграфной службе британского адмиралтейства. Появившиеся в этот период времени в военной аппаратуре французские лампы *ТМ* и их британский аналог *R* имели принципиальный недостаток — большую внутреннюю емкость между сеткой и анодом, что ограничивало их использование в качестве *ВЧ* усилителя до частот ниже 600 кГц. Решением в некоторой степени этого недостатка стала конструкция весьма примечательной лампы типа *Q*, разработанной капитаном Генри Раундом в компании *Marconi* в 1916 году.

Лампа типа *Q* имела необычный вид, она по форме представляла собой крест, на концах которого располагались контакты, выполненные в виде заостренных металлических колпачков, рис. 11. Для своего времени коэффициент усиления триода типа *Q* был исключительно высоким $\mu = 45$ (крутизна $S = 0,3$ мА/В), в то время как триод типа *R* имел $\mu = 9$ ($S = 0,225$ мА/В). Платой за такой высокий коэффициент усиления стало высокое внутреннее сопротивление $R_i = 150000$ Ом лампы и, как следствие, необходимость использования источника высокого анодного напряжения (от 150 до 200 В) Это было недостатком триода типа *Q* с точки зрения логистики, то есть доступности подходящих запасных анодных батарей, которые не всегда имелись на морском судне при дальнем плавании. Лампа типа *Q*, помимо указанного недостатка, требовала еще умелого использования для усиления *ВЧ* без нежелательных автоколебаний.

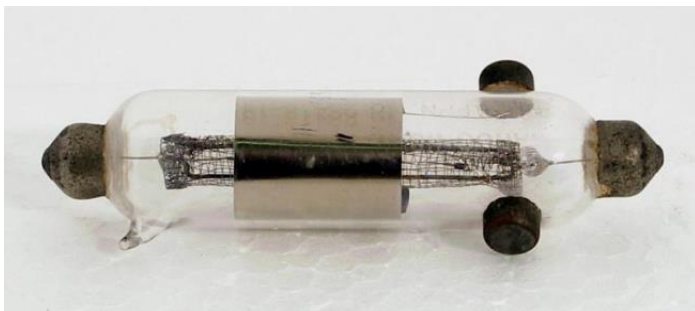


Рис. 11. Радиолампа Раунда типа *Q*. 1916 г.

Fig. 11. Round radio tube type *Q*. 1916

Лампа типа *Q* была разработана на основе предыдущей конструкции лампы типа *C*. Триод типа *Q* предназначался для общего применения. Его главные особенности: небольшие габариты и хорошо разделенные электроды. Это позволило минимизировать емкость сетка/анод и повысить усиление триода. Габариты лампы типа *Q*: длина 73 мм, ширина 26 мм,

диаметр 16 мм. Стекланный баллон имел диаметр 15 мм, высоту 70 мм (без контактных головок).

Вольфрамовая нить прямого накала полностью располагалась внутри сетки. Эта последняя особенность была сделана в соответствии с патентом Раунда, которая использовалась в его предыдущих конструкциях «мягких» ламп, например, типа *N*. Нить лампы изготовлялась из тянутой вольфрамовой проволоки длиной 23 мм и диаметром 0,043 мм. Для ее нагрева требовался источник питания напряжением 5 В и силой тока 0,45 А. Концы нити накала выведены на контактные заостренные металлические колпачки, расположенные на поверхности стекланный баллона лампы.

Наиболее поразительная особенность триода типа *Q* состояла в том, что сетка лампы была сплетена из никелевой проволоки, диаметром 0,07 мм, которая приваривалась к никелевой рамке длиной 28 мм и диаметром 6 мм.

Анод представляет собой цилиндр (длина 18 мм, диаметр 14 мм), полученный путем сгиба листа никеля толщиной 0,05 мм. Сетка и анод соединены гибкими проводами с контактными колпачками. Триод *Q* подключался к схеме с помощью четырех контактных металлических колпачков диаметром 23 мм.

Лампа *Q* для компании *Marconi* сначала производилась компанией *Ediswan*, но когда в 1919 г. была основана компания *Company Marconi-Osram Valve*, то производство было передано этой компании. В 1921 году компания *MOV* заменила лампу *Q* улучшенным вариантом — детектором *Qx*.

Ламповый триод *Qx* имел очень высокое значение анодного сопротивления (150 кОм), что обусловлено большим расстоянием между анодом и электродами сетки. По этой причине он не особенно подходил для использования в качестве усилителя РЧ или ЗЧ, его основное назначение — детектирование сигнала. Тем не менее, триод *Q* применили в приемнике полевой станции *Marconi type 38* (рис. 12), которая была разработана в 1917 году для использования во время Первой мировой войны. Это был один из первых комплектов, в которых использовалась лампа типа *Q*. В приемнике использовалось три таких лампы — одна в качестве детектора, а две других в качестве «увеличителей нот» (старое название каскадов усилителей звука). Чаще всего лампа *Q* использовался вместе с лампой *V24*.



Рис. 12. Приемник полевой станции *Marconi type 38*. 1917 г.

Fig. 12. Field station receiver *Marconi type 38*. 1917

Радиолампа типа Q была типичным триодом с вольфрамовой нитью накала и из-за высокого импеданса использовалась главным образом в качестве детектора в гражданской и военной радиоаппаратуре. Однако, у нее было два основных недостатка. Один из них, большое внутреннее сопротивление, что требовало большого анодного напряжения, по крайней мере, 150 В для ее хорошей работы. В сложных ситуациях часто оказывалось, что подходящих запасных батарей с таким напряжением не всегда можно было найти. Еще один недостаток заключался в том, что для ее эксплуатации требовалось квалифицированное обслуживание. Если у профессионалов были необходимые навыки, то солдаты ими не обладали.

7. Триод типа V24

Во второй половине 1916 года была изготовлена наиболее знаменитая лампа Раунда типа V24. Конструкция этой лампы напоминала тип Q, но имела более низкое внутреннее сопротивление, что позволяло использовать ее для усиления как высоких, так и низких частот, рис. 13. Коэффициент усиления V24 $\mu = 9$. Для нагревания нити накала требовался постоянный источник питания напряжением 3 В с током 0,7 А, а для питания анодных цепей необходимо было напряжение 24 В (это стандартное напряжение присутствует в обозначении лампы). Отсюда и название лампы «V24». Конструкция лампы была коаксиальная, вокруг вольфрамовой нити по всей ее длине располагалась спиральная сетка, которую окружал цилиндрический анод. Натяжение нити поддерживалось небольшой спиралью. Габариты лампы V24: длина 73 мм, диаметр стеклянной колбы 18 мм.



Рис. 13. Устройство радиолампы Раунда типа V24 и ее промышленные образцы с упаковочными коробками для продажи. 1916-1917 гг.

Fig. 13. The design of the Round radio tube type V24 and its industrial samples with packaging boxes for sale. 1916-1917

Радиолампа типа V24, по-существу, вытеснила тип Q. Конструкция типа V24 была такова, что ее могли изготавливать заводские работники малой квалификации с низкой заработной платой, что было выгодно при массовом производстве радиоламп.

С 1919 года радиолампу типа V24 для компании *Marconi* стала производить *Company Marconi-Osram Valve*. Радиолампы V24 производились до конца 1930-х. Следует заметить, что лампа V24 была специально разработана для использования в многоступенчатых высокочастотных усилителях. На рис. 14 представлена схема семикаскадного высокочастотного усилителя на шести триодах типа V24 и одном триоде типа Q.

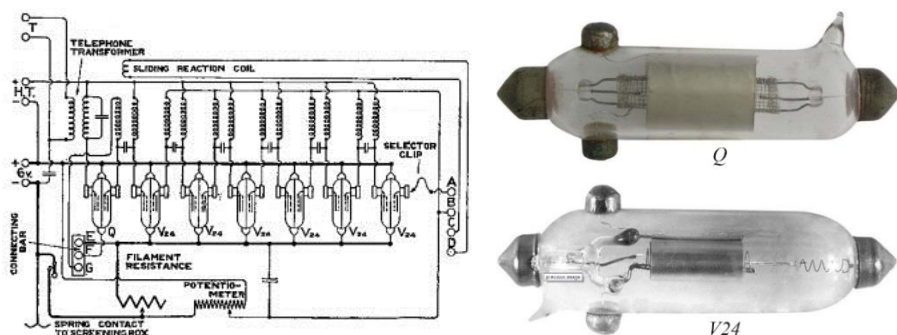


Рис. 14. Принципиальная схема высокочастотного лампового усилителя на шести триодах типа V24 и одном триоде типа Q. 1916 г.

Fig. 14. Schematic diagram of a high-frequency tube amplifier using six triodes of type V24 and one triode of type Q. 1916.

Раунд использовал триоды V24 в коротковолновом приемнике для сканирования вражеских передатчиков. Схема приемника содержала многоступенчатый радиочастотный усилитель из 11 ламп V24, который усиливал примерно в 2000 раз. Этот непревзойденный широкополосный усилитель мог работать на частоте до 2 МГц. Если возникала необходимость в более высоком усилении, включались два усилителя подряд. На входе приемника перед усилителем УРЧ находился антенный усилитель для двух скрещенных рамочных антенн.

Лампа V24 явилась оптимальным вариантом при создании широкополосных усилителей. Кроме этого, она была не столько подвержена появлению паразитных колебаний, как лампы с большим коэффициентом усиления и большим внутренним сопротивлением. Лампа V24 работала при небольшом анодном напряжении в 24 В, что было удобно, поскольку не хватало анодных батарей с большим напряжением. На каждом британском корабле был 24-вольтовый источник питания, а также наземная станция связи.

Подслушивающие приемники Раунда использовались английскими специалистами на наблюдательных станциях для определения местоположения немецких кораблей и подводных лодок.

Радиолампа типа V24 при определенных схемных решениях была способна работать на очень высоких частотах в качестве генератора метровых длин волн (150 МГц). В УКВ передатчике *Marconi Co.* радиолампа V24 крепилась к параболическому отражателю, а трубчатые резонаторы длиной по 1 м непосредственно соединялись с контактными выводами лампы, рис. 15.



Рис. 15. Общий вид УКВ передатчика *Marconi Co.* на триоде V24. 1919 г.

Fig. 15. General view of the *Marconi Co.* VHF transmitter on triode V24. 1919

Радиолампа V24 нашла широкое применение в радиоаппаратуре союзников Великобритании во время Первой мировой войны, в частности, в военно-морском флоте. После войны она тоже пользовалась большим спросом и *Marconi's Wireless Telegraph Co. Ltd (GB)* была вынуждена ее производить вплоть до 1937 г.

8. Особенности конструкций и эксплуатации радиоламп Раунда

Раунд считал, что лампы должны быть большого размера, чтобы минимизировать влияние изменений температуры электродов на содержание газа. Лампы *Round* характеризуются катодами, полностью закрытыми сетками, большими цилиндрическими анодами, контактирующими со стеклянной колбой, большим отношением между расстоянием анод — нить накала к расстоянию сетка — нить накала и наличием длинной трубки с асбестом. Некоторые лампы имели несколько нитей накала. Большинство ранних типов триодов оснащались байонетными цоколями, но тип *N*, по крайней мере, изготавливался и с винтовым цоколем.

Лампы Раунда работали с положительным потенциалом на сетке, поэтому их входное сопротивление было низким. Некоторые из них после запуска могли продолжать работать без батареи накаливания, при этом нить накала поддерживалась горячей за счет бомбардировки положительными ионами.

Заполнение триодов Раунда частично ионизированным газом имело решающее значение для его нормальной работы. При использовании высоких анодных напряжений высокоскоростные ионы газа, ударяющиеся о поверхности электродов или оболочку, имеют тенденцию «прилипать» (адсорбироваться), поэтому количество свободного газа, остающегося в баллоне лампы (и давление газа), падает. Это нарушает эффективную работу лампы. Асбестовая «таблетка» в трубке в верхней части баллона содержит «запасной» газ, адсорбированный внутри нее (асбест имеет очень большую площадь микроповерхности и может адсорбировать большое количество газа). Нагрев гранулы (путем нагревания внешней части трубки) приводит к тому, что небольшое количество «запасного» газа попадает в лампу. И наоборот, когда лампа остается холодной и не используется в течение длительного времени, то часть свободного газа может повторно адсорбироваться асбестом. Таким образом, нормальное функционирование триода зависит от разумного прогрева лампы.

Комплекты ламп капитана Раунда были снабжены небольшой нагревательной катушкой, похожей на соленоид, которая устанавливалась поверх трубки и нагревалась от батареи накаливания, управляемой реостатом. При этом необходимо было выдерживать гранулу при нужной температуре, чтобы асбест находился в равновесии с желаемым рабочим давлением свободного газа. Во время войны операторы отказались от нагревательной катушки, потому что она реагировала слишком медленно, и вместо нее использовали зажженную сигару.

Ранние комплекты мягких триодов Раунда при правильном использовании квалифицированными специалистами обладали высокой чувствительностью и эффективностью работы, с которыми много лет спустя не могли сравниться устройства, работавшие на высоковакуумных лампах.

9. Производство радиоламп Раунда

Первые радиолампы Раунда для компании *Marconi* приблизительно до 1919 года делались вручную мастерами исследовательского отдела разработок ламп компании *Edison & Swan United Electric Light (The Research Department of the Ediswan Lamp Works)*. Другими словами, производство этих радиоламп носило кустарный характер.

В 1919 году *Marconi's Wireless Telegraph Company (MWTCo)* и *GEC* приняли решение о создании совместного предприятия для разработки и производства радиоламп. Это должно было способствовать получению прибыли из совместных проектов, ноу-хау и патентов по электронным лампам. Новая компания была зарегистрирована 20 октября того же года и стала называться *Marconi-Osram Valve Co. Ltd.*, но на следующий год название было изменено на *M. O. Valve Co. Ltd. (MOV)*. Производство было налажено на *Osram-Robertson Lamp Works*; сюда же были перенесены заказы по лампам, ранее размещенные на *Ediswan*.

Во всех приемных «лампах Раунда» используется одна и та же конструкция сетки и устройство ее крепления, но два совершенно разных типа сетки, в зависимости от размера ячеек: грубая и мелкая. Лампы типов *D* и *N* имеют сетки из тонкой проволоки, тогда как другие типы имеют сетки из более толстой проволоки. Бумажные этикетки на типах *N* указывают, что их оптимальное анодное напряжение составляло от 70 до 75 вольт.

Термин «лампы Раунда» обычно использовался применительно к ранним конструкциям радиоламп, которые похожи на тип *N* и ему подобные. Эти электронные конструкции относились к мягкому типу вакуумных ламп и были газонаполненными при очень низком давлении.

Круглая форма ламп использовалась в первых конструкциях радиоламп мягкого типа многих производителей. Эти лампы выглядели подобно лампам Раунда типа *N*, диаметр стеклянного баллона составлял 46 мм, длина 170 мм.

10. Межконтинентальные телефонные радиостанции *Marconi Co.*

Корпорация *Marconi Wireless Corporation* управляла многочисленными новаторскими радиостанциями в Канаде, США, Ирландии и Великобритании для обеспечения морской радиосвязи между берегом и морем. Капитан корабля мог, например, связаться с агентами судоходной линии на берегу, чтобы узнать, какой груз в каком порту необходимо выгрузить без предварительного захода в док.

Западное побережье Ирландии, благодаря своему расположению, сыграло ключевую роль в новаторских усилиях Маркони по отправке сообщений с корабля на берег и трансатлантических радиогамм. В 1914 году в Баллибанионе (*Ballybunion*, Ирландия) была основана искровая телеграфная станция Маркони, которая работала на протяжении всей Первой мировой войны.

После Первой мировой войны Раунд сосредоточился на разработке мощных ламп для радиовещания. Он разработал две новые мощные лампы

для передатчиков, которым были присвоены номера *MT1* (рис. 16) и *MT2*. На этих лампах был сконструирован экспериментальный передатчик мощностью до 20 киловатт.

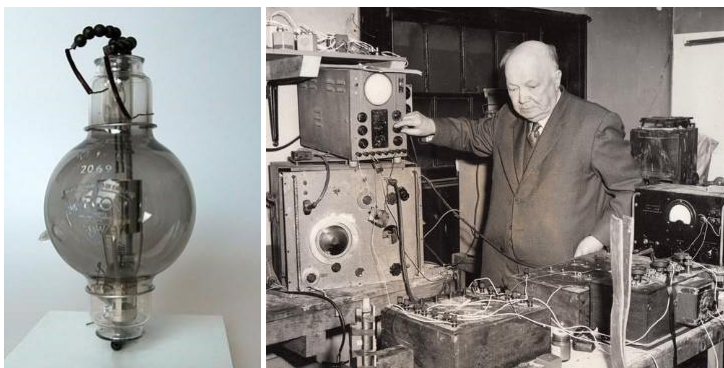


Рис. 16. Триод *MT1 Marconi*. Капитан Генри Джозеф Раунд в лаборатории.

Fig. 16. Triode *MT1 Marconi*. Captain Henry Joseph Round in the laboratory

В начале марта 1919 года Раунд был направлен в Баллибанион для установки передатчика беспроводной телефонии на лампах *MT1*. Во вторник, 19 марта 1919 года, в 11:00 по Гринвичу, инженер компании *Marconi* У. Дитчем (*W. T. Ditcham*) на волне длиной 3800 метров передал голосовое сообщение «*Hello Canada, Hello Canada*» из Баллибаниона через Атлантику в канадский Кейп-Бретон (*Chelmsford and Louisburg, Cape Breton, Новая Шотландия*), рис. 17. Запущенная в эксплуатацию Трансатлантическая радиостанция с позывным *Yankee X-ray Quebec* (или *YXQ*) имела передатчик мощностью всего 2½ кВт, который работал на волне длиной 3800 метров. Строительство трансатлантической станции Баллибанион стоило около 250 000 английских фунтов стерлингов.

Это была первая европейская станция, которую можно было услышать в Северной Америке. Значение этой трансатлантической телефонной станции заключалось не столько в том, что ее сигнал мог преодолеть Атлантику. Это фактически было сделано четырьмя годами ранее, в 1915 году, когда *AT&T* совместно со *Standard Electric Co.* передала сообщение из Арлингтона на приемник Эйфелевой башни в Париже. Важность станции Баллибанион заключается, скорее, в огромном прогрессе в технологии ламп и схем. Для сравнения, в то время в передатчике Арлингтона использовалось более 300 ламп, а станция Баллибанион использовала только три основных лампы *MT1*, а именно: две в качестве генераторов и третья в качестве модулятора.



Рис. 17. Радиостанция компании *Marconi* в Баллибанионе (март 1919 г.).
Карта посылки радиосигнала из Баллибаниона в Кейп-Бретон.

Fig. 17. Marconi Radio Station in Ballybunion (March 1919).
Map of sending a radio signal from Ballybunion to Cape Breton

Эта «голосовая» передача стала реальностью только потому, что Маркони использовал в своем передатчике термоэмиссионные вакуумные лампы вместо передатчика с искровым разрядником, который был пригоден только для работы радиотелеграфа (код Морзе). Станция Маркони в Баллибанионе была сильно повреждена во время гражданской войны в Ирландии 1922-1923 гг. и, наконец, заброшена. Сегодня, хотя от первоначальной станции ничего не осталось, но местные краеведы совместно с местным советом графства установили памятный камень с мемориальной доской на участке площадью 72 акра.

Несмотря на огромные усилия по налаживанию радиовещания, Раунд еще работал и над другими проектами. Одним из них была замена искровой радиостанции Маркони в Карнарвоне (*Carnarvon*, Уэльс), на ламповый передатчик. Чаще эту станцию называют *Cefndu* или *Waunfawr Station*.

В 1917 году компания *Marconi Wireless Telegraph Co* построила в Карнарвоне трансатлантический искровой передатчик мощностью 300 кВт с вращающимися искровыми разрядниками. Настроенный передатчик был подключен к огромной проволочной антенне длиной в 1 милю. Это был самый мощный из когда-либо созданных искровых передатчиков, передававший коммерческий радиотелеграфный трафик на частоте 21,5 кГц со скоростью 200 слов в минуту на приемники в Тукертоне (*Tuckerton*, штат Нью-Джерси), и на центральную станцию *RCA Radio*, Лонг-Айленд (*Long Island*, Нью-Йорк). К началу 1920-х годов он устарел и было решено заменить его передатчиком на электронных лампах.

В 1921 году компания *Marconi* установила в Карнарвоне телеграфный передатчик мощностью 100 кВт на электронных лампах (триодах) и рабочей частотой 40 кГц в длинноволновом диапазоне, рис. 18. В то время это был самый мощный ламповый передатчик в мире, который украсил склоны Сноудонии (англ. *Snowdonia*, валл. *Eryri*) на севере Уэльса.

Выходная мощность ранних ламп была ограничена, поэтому многие из них использовались в параллельном включении. В передатчике использовалась панель из 48 ламповых триодов *Marconi MT1* мощностью 4 кВт, разработанных инженером *Marconi* Г. Раундом. Ламповые триоды имели длину 14 дюймов (размер футбольного мяча), использовали напряжение на аноде 12 000 В и имели срок службы около 5 000 часов. Лампы были сконструированы таким образом, что при перегорании нити накала ее можно легко заменить, не повреждая при этом лампу. У каждой лампы был свой собственный конденсатор утечки сетки. Без центрального возбуждения устройство было нестабильным и трудно настраиваемым по сравнению с современными передатчиками. Наряду с аналогичным передатчиком в Глейс-Бэй (*Glace Bay*, Ньюфаундленд), этот передатчик использовался для коммерческой радиотелеграфной связи между США и Великобританией.

19 ноября 1921 года произошла историческая прямая радиотелеграфная передача информации в Австралию на расстояние 12 500 миль при входной мощности 160 кВт. В декабре 1921 года состоялся еще один сеанс связи с Австралией. Компания *Marconi Co.* рассматривала модернизацию станции в Карнарвоне как развитие самой компании, так как здесь были установлены и протестированы новейшие передатчики.

Через некоторое время панель из 48 ламп заменили на панель с 56 лампами типа *Marconi MT2*, рис. 18. Лампы охлаждались потоком воздуха, при этом в антенну подавался ток 340 ампер. Маркони сдержанно относился к лампам для коммерческого использования, используя только 56 клапанов с сентября 1922 года. Ламповый передатчик с водяным охлаждением, установленный в мае 1922 года, подавал в антенну ток 560 А и поступил в коммерческую эксплуатацию в декабре 1923 года. Весной 1924 года еще добавлены 15 клапанов с водяным охлаждением. К октябрю 1924 года они использовались для коммерческих работ.



Рис. 18. Главное здание передатчика в 2015 году, слева бывшая электростанция. Триод *MT2* *Marconi*. Справа: Радиостанция на 56 лампах *MT2* компании *Marconi* в Карнарвоне. 1922 г.

Fig. 18. Main transmitter building in 2015, with former Power House to left. Triode *MT2* *Marconi*. Right: Radio station with 56 *MT2* tubes from *Marconi* in Carnarvon. 1922

После Первой мировой войны станции, передающая в Карнарвоне и приемная в Тайвине (Туууп), продолжали расширять свои услуги, но в конечном итоге коротковолновое радио заменило длинноволновое для большинства функций. Передающая станция оставалась в эксплуатации как длинноволновая станция до 1928 года, а затем использовалась в качестве вспомогательной станции для покрытия пиков интенсивного трафика. Станция Тайвин была закрыта в 1923 году, когда прием длинноволновых волн был переведен в город Брентвуд (англ. *Brentwood*) в графстве Эссекс (англ. *Essex*) на юго-востоке Англии.

11. Заключение

Приемники Генри Раунда были сложными, дорогими, энергоемкими, представляли трудности в обслуживании и нуждались во множестве запасных частей. На некоторых станциях наведения работало до 130 ламп V24. Их чувствительность была хорошей, но избирательность была недостаточной. В то же время в Англии были разработаны триоды типа Q, которые внешне были похожи на лампы V24, но имели более высокий коэффициент усиления, высокое внутреннее сопротивление и требовали большого анодного напряжения. Q-триоды были пригодны для аудиосистем и позже использовались в низкочастотных радиочастотных усилителях с нейтрализацией.

Раунд сыграл очень важную роль в создании радиовещания в Англии благодаря разработке мощных генераторных триодов MT1 и MT2, а также предоставляя большую часть технических знаний и усилий для обеспечения успеха.

В 1953 году Г. Раунд был награжден медалью Армстронга³ (рис. 19) *Radio Club Of America* за создание ламп с «мягким вакуумом» и регенеративного радиоприемника (1913 г.), а также разработку радиооборудования во время Первой мировой войны. Ко всему прочему его заслуги отмечены «в знак признания его вклада в течение полувека в радиотехнику, и особенно его революционных решений во время Второй мировой войны в области направления и определения местоположения по высокочастотному коротковолновому сигналу».

Печальный постскрипtum заключается в том, что Э. Х. Армстронг (*E. H. Armstrong*) покончил с собой в 1954 году, а письмо Раунда в *Radio Club Of America* заканчивалось словами: «Я приветствую дух моего великого друга».

³ В 1934 году *Radio Club of America* для увековечивания памяти Эдвина Армстронга утвердил медаль Армстронга. Ее вручают членам клуба, чей весомый вклад обогащает «искусство радио и науки». На 2003 год медаль получили 33 человека.



Рис. 19. Капитан Раунд (справа) получает медаль Армстронга от президента *Radio Club Of America*. 1953 г. [8]. Медаль Армстронга (*The Armstrong Medal*).
Раунд в последние годы жизни.

Fig. 19. Captain Round (right) receives the Armstrong Medal from the President of the Radio Club Of America. 1953 [8]. Armstrong Medal. Round in the last years of life

Генри Джозеф Раунд умер в доме престарелых Иннисфаллен в Богнор-Реджисе (*Innisfallen Nursing Home, Bognor Regis*) после непродолжительной болезни 17 августа 1966 года.

Раунд был одним из последних, который пережил эпоху изобретателя-индивидуалиста и не был связан с работой в команде. Ему повезло, что судьба привела его в избранную им область в то время, когда она была широко открыта для реализации его большого таланта. Это удача для Г. Раунда, поскольку он был слишком большим индивидуалистом, чтобы комфортно вписаться в научные направления современной большой исследовательской лаборатории радиоэлектроники. Инженеры, которые работали под руководством Г. Раунда в период его расцвета, вспоминают его как человека, который не терпел дураков [8]. Тем не менее честная попытка подчиненного всегда вознаграждалась доброжелательным поощрением и конструктивной критикой.

Одна из граней гениальности Раунда заключалась в его способности очистить рассматриваемую проблему от ненужных деталей и свести ее к простейшим составляющим для окончательного решения.

Список литературы

1. Barlow D. H. Henry Joseph Round // *The Printed Circuit*. March / April 2008. Vol. 36, iss. 4. P. 3–6.
2. The Round Valves. URL: <http://www.r-type.org/articles/art-014.htm> (18.05.2024).
3. Round H. J. Direction and Position Finding // *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*. March 1920. Vol. 58. P. 224–257.
4. Round valve in transmitter.
URL: <http://blogs.mhs.ox.ac.uk/innovatingincombat/tag/marconi/> (18.05.2024).
5. Goldsmith A. N. *Radio telephony*. New York : The Wireless Press, Inc., 1918. 247 p.

6. MARCONIS W.T. Co. Ltd. Type N (2V-PIF) Round Valve Triode.
URL: <http://lampes-et-tubes.info/rt/rt184.php?l=e> (11.05.2024).
7. Marconi UK Electronics.
URL: http://jproc.ca/britishmarconi/027_receiver.html (18.05.2024).
8. Obituary : H. J. Round – Radio Pioneer // Wireless World, October, 1966.

Информация об авторе

Пестриков Виктор Михайлович, д. т. н., профессор Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация. ORCID 0000-0003-0466-881X.

Radio Tube Technologies from Marconi

V. M. Pestrikov

St. Petersburg State University of Film and Television
13, Pravda st., St. Petersburg, 191119, Russian Federation
pvm205@yandex.ru

Received: May 13, 2024

Peer-reviewed: May 15, 2024

Accepted: May 15, 2024

Abstract: *The life and scientific and technical activities of the English radio engineer Henry Round, an employee of the Marconi company, are considered. His first radio tube technologies, which belonged to “soft” vacuum tubes, were studied in detail. The designs of military radios developed by Round in the First World War are presented. Circuit designs for eavesdropping radio receivers with high gain are noted. The introduction of lamp technologies into intercontinental communication transmitters is shown.*

Keywords: *Marconi company, Henry Round, soft tubes, radio stations, audio amplifiers, Ballyunion transmitter, Carnarvon transmitter.*

For citation (IEEE): V. M. Pestrikov, “Radio Tube Technologies from Marconi,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 798–824, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.4.49. (In Russ.).

References

- [1] D. H. Barlow, “Henry Joseph Round,” *The Printed Circuit*, vol. 36, iss. 4, pp. 3–6, March / April 2008.
- [2] The Round Valves. URL: <http://www.r-type.org/articles/art-014.htm> (18.05.2024).
- [3] H. J. Round, “Direction and Position Finding,” *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 58, pp. 224–257, March 1920.
- [4] Round valve in transmitter.
URL: <http://blogs.mhs.ox.ac.uk/innovatingincombat/tag/marconi/> (18.05.2024).
- [5] A. N. Goldsmith, *Radio telephony*, New York: The Wireless Press, Inc., 1918.
- [6] MARCONIS W.T. Co. Ltd. Type N (2V-PIF) Round Valve Triode.
URL: <http://lampes-et-tubes.info/rt/rt184.php?l=e> (11.05.2024).
- [7] Marconi UK Electronics.
URL: http://jproc.ca/britishmarconi/027_receiver.html (18.05.2024).
- [8] “Obituary : H. J. Round – Radio Pioneer,” *Wireless World*, October 1966.

Information about the author

Viktor M. Pestrikov, Dr. Tech. Sc., Professor, St. Petersburg State University of Film and Television, St. Petersburg, Russian Federation. ORCID 0000-0003-0466-881X.